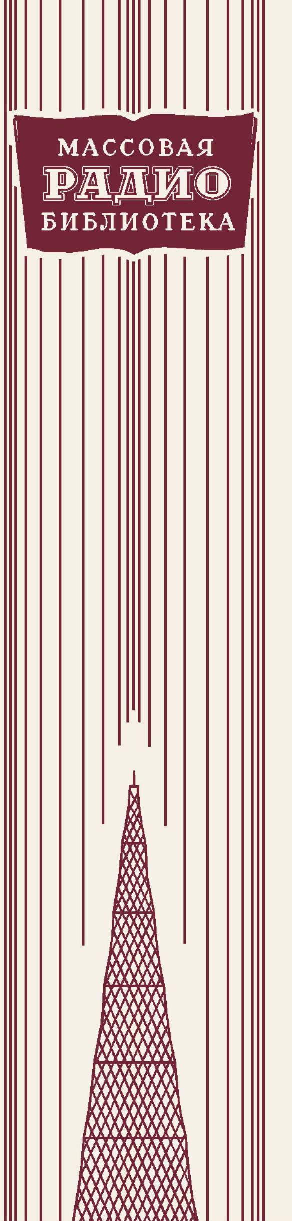
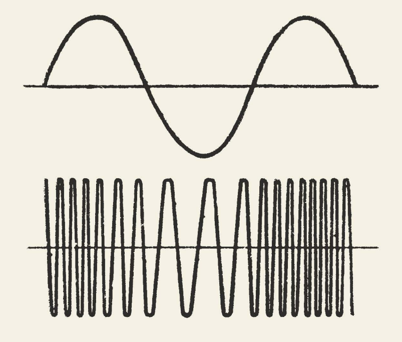


ДЖ. ДЖОНС

ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНОМОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 327

Дж. ДЖОНС

ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНОМОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Перевод с английского
Б. М. ГЕРАСИМОВА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1959 ЛЕНИНГРАД

В книге подробно рассматривается работа всех каскадов ЧМ приемника и излагается методика их расчета. Указываются особенности ЧМ приемника по сравнению с обычным приемником АМ сигналов.

Книга рассчитана на радиолюбителей, знакомых с работой обычного радиовещательного приемника.

J. D. JONES,

FREQUENCY MODULATION RECEIVERS,

LONDON, 1956

Редактор *В. А. Петров* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 27/XII 1958 г. Подписано к печати 9/III 1959 г.
Т-02865. Бумага 84×108¹/₃₂. 7,38 печ. л. Уч.-изд. л. 8,3.
Тираж 51 000 экз. Цена 3 р. 35 к. Заказ 4

Типография Госэнергоиздата, Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В первые годы развития радиовещания людей поражала сама возможность приема музыки и речи из студии, расположенной за много километров от места приема, однако вскоре дальний прием перестал быть новинкой. В результате постоянного улучшения характеристик приемников стал возможен прием из других стран, а по мере ввода новых и более мощных передатчиков увеличивалось и количество станций, принимаемых радиослушателями. Основное внимание после этого стало сосредоточиваться на вопросах усовершенствования радиоприема, в результате чего было значительно улучшено качество воспроизведения как речи, так и музыки.

Перед второй мировой войной изобретатель Армстронг впервые продемонстрировал преимущества радиовещания посредством частотной модуляции. В настоящее время этот вид радиовещания получил широкое распространение.

В данной книге описываются приемники этого вида радиовещания. Вначале излагаются причины, приведшие к использованию для высококачественного радиовещания частотной модуляции сигналов, после чего детально рассматриваются различные каскады ЧМ приемника. При расчете различных элементов схемы используется только элементарная математика и от читателя требуется знание лишь общих принципов работы обычного радиовещательного приемника. В последней главе приводится полная схема ЧМ приемника. Эта схема не является, конечно, единственно возможной, так как существует много различных схем отдельных каскадов ЧМ приемника, из которых можно составить полные схемы приемника с различными ха-

рактеристиками. В конце каждой главы, посвященной рассмотрению того или иного каскада приемника, даются советы по настройке и указываются методы измерения характеристик каскада. В тех случаях, когда конструирование того или иного блока имеет особенности по сравнению с обычными вещательными АМ приемниками, в конце соответствующих глав рассматриваются также основные вопросы конструирования этих блоков.

Дж. Д. Джонс

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

До недавнего времени радиовещание обычно осуществлялось посредством хорошо известной системы амплитудной модуляции.

Токи низкой частоты, вызываемые речью или музыкой в микрофоне, можно легко усилить, однако излучать их в пространство для последующего приема в некоторой удаленной точке было бы ввиду их низкой частоты практически нецелесообразно. Поэтому на практике для излучения применяются высокочастотные колебания, модулированные усиленными низкочастотными токами от микрофона. Эти высокочастотные колебания, являющиеся несущим сигналом, можно модулировать речью или музыкой при помощи одного из следующих методов:

1) амплитудной модуляции;
2) угловой модуляции.

Амплитудная модуляция (АМ) используется в радиовещательных передатчиках, работающих с несущими частотами от 150 *кгц* (длинные волны) до очень высоких частот порядка 200 *Мгц* и более.

Угловая модуляция может быть подразделена на два вида:

а) частотная модуляция (ЧМ);
б) фазовая модуляция (ФМ).

Частотная и фазовая модуляции используются только в передатчиках, работающих в диапазоне частот 40—200 *Мгц*. Причина, по которой оба вида угловой модуляции — частотная и фазовая — используются только при очень высоких частотах несущего сигнала, будет указана позже, при рассмотрении разницы между двумя типами модуляции — амплитудной и угловой. Здесь следует, однако, отметить, что поскольку частоты несущего сигнала ЧМ передатчика имеют тот же порядок, что и частоты, используемые в телевидении, то дальность передачи частотно-модулированных сигналов будет такой, как и в случае телевидения, т. е. будет лишь несколько превышать расстояние

до горизонта, хотя благодаря некоторым преимуществам ЧМ передачи эта дальность получается несколько большей, чем в случае телевизионного передатчика одинаковой мощности.

Однако частотная модуляция имеет больше преимуществ, чем недостатков (под последними имеются в виду ограниченная дальность действия ЧМ передатчиков и большая сложность приемной и передающей аппаратуры). Поэтому ЧМ радиовещание в последние годы находит все более широкое применение во многих странах мира.

1. Амплитудная модуляция

Для лучшего понимания природы частотной модуляции целесообразно кратко остановиться на методе амплитудной модуляции.

Рис. 1. Принцип амплитудной модуляции.

а — немодулированный несущий сигнал; *б* — низкочастотный модулирующий сигнал; *в* — 100-процентная модуляция несущего сигнала колебаниями низкой частоты; *г* — 50-процентная модуляция несущего сигнала колебаниями низкой частоты.

На рис. 1,*а* изображены несколько периодов высокочастотного несущего сигнала, а на рис. 1,*б* — несколько периодов сигнала низкой частоты, который создается, например, на выходе усилителя низкой частоты. Для простоты объяснения на рисунке изображен синусоидальный сигнал, хотя на практике речь и музыка создают колебания, конечно, гораздо более сложной формы. Однако любой сложный сигнал можно представить в виде суммы синусоид различных частот и с различными фазовыми соотношениями. Поэтому, оперируя с синусоидальным сигналом, можно считать, что мы рассматриваем одну из этих синусоид.

На рис. 1,*в* показан несущий сигнал *а*, моду-

лированный низкочастотным сигналом *б* такой же амплитуды. Из рисунка видно, что модуляция вызывает то уменьшение амплитуды несущего сигнала до нуля, то возрастание ее до величины, вдвое превышающей амплитуду немодулированного сигнала. Такая модуляция называется 100-процентной. На рис. 1,*г* показана та же несущая, модулированная тем же низкочастотным сигналом, но имеющим амплитуду, вдвое меньшую, чем в предыдущем случае, что соответствует 50-процентной модуляции.

Глубина модуляции определяет громкость воспроизведения сигнала низкой частоты на выходе приемника. Сложные колебания, которые получаются при модуляции несущего высокочастотного сигнала низкочастотным, можно математически разложить на отдельные составляющие. Так, например, при модуляции несущего сигнала с частотой 100 *кгц* сигналом с частотой 1 *кгц* получаются три частоты:

100 *кгц* — средняя (несущая) частота;

100 *кгц* — 1 *кгц* = 99 — нижняя боковая частота;

100 *кгц* + 1 *кгц* = 101 *кгц* — верхняя боковая частота.

Возникающие при модуляции частоты 99 и 101 *кгц* называются боковыми. Если для высококачественного воспроизведения речи и музыки требуется передавать сигнал с частотой 15 *кгц*, то получающиеся при модуляции боковые частоты равны:

100 *кгц* — 15 *кгц* = 85 *кгц*;

100 *кгц* + 15 *кгц* = 115 *кгц*.

Диапазон частот, перекрываемый боковыми полосами, в этом случае равен:

115 *кгц* — 85 *кгц* = 30 *кгц*.

Приведенные цифры определяют ширину полосы пропускания канала. В связи с большим количеством действующих радиовещательных станций оказывается нецелесообразным использовать каналы такой большой ширины, поэтому в настоящее время обычная ширина полосы пропускания канала принята равной 9 *кгц*. Отсюда следует, что наивысшая частота модуляции, которую можно использовать при передаче или выделить при приеме, равна:

9 *кгц* : 2 = 4,5 *кгц*.

Для рассмотрения частотной модуляции и иллюстрации различных ее видов воспользуемся понятием векторной диаграммы. На рис. 2,*а* приведена векторная диаграмма для случая амплитудной модуляции. Вектор *АБ* представляет собой сигнал несущей частоты и делает один оборот за каждый период несущей. При модуляции появляются две

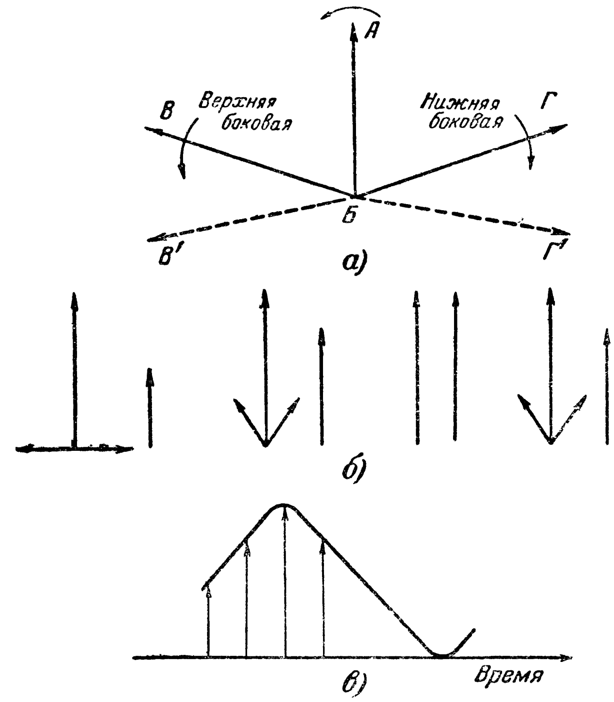


Рис. 2. Амплитудная модуляция.

а — векторная диаграмма амплитудной модуляции; *б* — положения векторов в течение одного периода модуляции; *в* — результирующие векторы графика *б* в соответствующие моменты времени.

боковые частоты, которые представляются двумя дополнительными векторами *БВ* и *БГ*. Эти векторы вращаются в противоположных направлениях, как показано на рисунке стрелками. Вектор, соответствующий верхней боковой частоте, будет вращаться в ту же сторону, что и вектор несущего сигнала, но с большей скоростью, поскольку верхняя боковая частота больше несущей частоты. Легко видеть, что частоты вращения этих дополнительных векторов будут соответственно больше или меньше частоты вра-

щения вектора несущей на величину, равную частоте модуляции. Амплитуды дополнительных векторов зависят от глубины модуляции.

Немодулированный несущий сигнал математически можно записать следующим образом:

$$i = I \sin \omega t, \qquad (1)$$

где I — ток несущего сигнала;
$\omega = 2\pi f_c$ — угловая частота несущей;
t — время.

При модуляции несущего сигнала в формулу (1) следует ввести дополнительный множитель

$$(1 + M\omega_M t), \qquad (2)$$

где ω_M — угловая частота модуляции;
M — коэффициент модуляции.

При 100-процентной модуляции $M=1$, при отсутствии модуляции $M=0$. В выражении (2) в скобках добавлена единица в связи с тем, что даже при отсутствии модуляции имеется несущий сигнал. Перемножая (1) и (2), получим выражение для модулированного сигнала:

$$i = I(1 + M\omega_M t) \sin \omega t. \qquad (3)$$

Если бы векторы, показанные на рис. 2,*а*, можно было сфотографировать через равные интервалы времени в пределах одного периода модуляции, то получилась бы картина, подобная той, которая показана на рис. 2,*б*. Из рисунка видно, что амплитуда вектора несущего сигнала изменяется в зависимости от положения дополнительных векторов, соответствующих сигналам боковых частот. Если эти изменения амплитуды несущей нанести на график с определенной шкалой времени, то полученная кривая совпадет с первоначальной модулирующей синусоидой, что показано на рис. 2,*в*.

2. Частотная модуляция

При частотной модуляции мощность передаваемого сигнала остается неизменной в течение всего процесса модуляции. Этот факт является одним из тех обстоятельств, которые определяют преимущества этого вида модуляции перед амплитудной. Следует, однако, отметить, что все преимущества частотной модуляции могут быть реализо-

ваны только при соответствующей конструкции передающей и приемной аппаратуры.

Так как при частотной модуляции мощность передачи остается постоянной независимо от наличия модуляции, то приемник следует построить таким образом, чтобы он был нечувствителен к изменениям амплитуды. В этом случае его чувствительность ко многим видам электрических помех также сильно уменьшится.

При отсутствии модуляции ЧМ передатчика частота и мощность излучаемого несущего сигнала остаются постоянными. При частотной модуляции частота несущей меняется в соответствии с низкочастотным модулирующим сигналом. Если, например, несущий сигнал имеет частоту 100 *кгц*, а интенсивность модуляции такова, что несущая частота сдвигается на ±10 *кгц*, то низкочастотная модуляция будет изменять несущую частоту во время одного полупериода со 100 до 90 *кгц*, а во время следующего полупериода со 100 до 110 *кгц* и т. д. Если модуляция осуществляется синусоидальным сигналом, то изменения несущей частоты также будут происходить по синусоидальному закону.

Рассмотрим теперь, как сказывается на частоте несущего сигнала изменение интенсивности модуляции, т. е. как при частотной модуляции передаются изменения интенсивности модулирующего сигнала. В предыдущем примере модуляция сдвигала частоту несущей на ±10 *кгц*. Если теперь мы удвоим интенсивность модуляции, то несущая сдвинется на ±20 *кгц*, а если уменьшим ее вдвое, то частота несущего сигнала сдвинется всего на ±5 *кгц*.

Предыдущее можно суммировать следующим образом: частота несущего сигнала изменяется с той же скоростью, что и низкочастотный модулирующий ток, причем пределы, в которых происходит изменение частоты несущего сигнала, пропорциональны амплитуде низкочастотного модулирующего тока.

Частотную модуляцию при наличии генератора достаточно высокой частоты можно осуществить путем периодического, в соответствии с частотой модулирующего сигнала, увеличения и уменьшения частоты генератора.

Частотную модуляцию, как и амплитудную, можно проиллюстрировать при помощи векторной диаграммы. В данном случае это несколько труднее, так как скорость вектора несущего сигнала будет изменяться в соответствии с законом модуляции. Если бы наблюдатель мог вращаться с той же скоростью, что и вектор немодулированного несу-

щего сигнала, то при наличии частотной модуляции этот вектор уже не был бы неподвижным относительно такого наблюдателя.

Во время модуляции скорость вектора будет увеличиваться в те моменты, когда модулирующий ток положителен, и уменьшаться, когда этот ток становится отрицательным. В момент, когда модулирующий ток меняет свой знак (что соответствует фазе синусоиды, равной 180°), а также в начале и конце периода частота несущего сигнала принимает то же значение, которое она имела при отсутствии модуляции. В эти моменты вектор будет двигаться с прежней «немодулированной» скоростью.

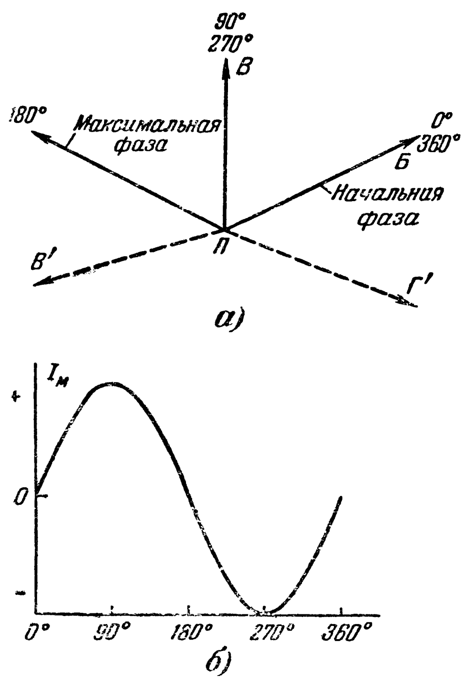


Рис. 3. Частотная модуляция.
а — векторная диаграмма частотной модуляции; *б* — модулирующий сигнал.

На рис. 3,*а* показаны положения вектора несущего сигнала *АБ* в различные моменты времени, лежащие в пределах полного периода модуляции, который изображен на рис. 3,*б*. Фазы, указанные на графике синусоиды, соответствуют угловым положениям вектора *АБ* на рис. 3,*а*.

Рассмотрим сначала интервал, в течение которого модулирующий ток положителен. Скорость вектора *АБ* сначала будет увеличиваться и он будет совершать более чем один оборот за то же время, за которое он при отсутствии модуляции делал один оборот. Этот процесс увеличения скорости вектора будет продолжаться в течение первой половины положительного полупериода. По истечении этого интервала вектор *АБ* займет положение *АВ*. Соответствующая этому моменту фаза синусоиды равна 90°.

В последующие моменты времени модулирующий ток все еще остается положительным, хотя амплитуда его будет постепенно уменьшаться. В результате скорость вектора будет оставаться большей, чем при отсутствии модуляции, но также будет постепенно уменьшаться. В конце положительного полупериода, соответствующего фазе синусоиды 180°, вектор окажется в положении *АГ*, т. е. будет наиболее удален от первоначального «немодулированного» положения *АБ*. В этот момент, как отмечалось ранее, частота несущего сигнала опять будет равняться своему немодулированному значению.

С этого момента модулирующий ток становится отрицательным, так что скорость вектора несущего сигнала оказывается меньше своего «немодулированного» значения. При наименьшей скорости, которая соответствует фазе синусоиды 270°, вектор несущего сигнала опять займет положение *АВ*. Поскольку в дальнейшем модулирующий ток продолжает оставаться отрицательным, то скорость вектора будет все еще меньше, чем при отсутствии модуляции, так что в результате вектор опять вернется в положение *АБ*, после чего весь цикл повторяется.

Следует отметить, что и при отсутствии модуляции вектор на рис. 3,*а*, вообще говоря, не остается неподвижным, а вращается со скоростью f_c *об/сек*, где f_c — частота несущего сигнала. Однако при составлении диаграммы эти f_c оборотов были вычтены.

Если частота модулирующего сигнала уменьшится, то вектор в течение каждого полупериода модуляции будет делать, конечно, больше оборотов и углы, описываемые им на векторной диаграмме, увеличатся. Этот случай показан на рис. 3,*а* пунктирными векторами *АВ'* и *АГ'*.

Максимальное изменение частоты, известное под названием девиации частоты, равно максимальной интенсивности модуляции и обычно обозначается через Δf. Следовательно, фактическая частота в любой момент периода модуляции определяется выражением

$$f = f_c + \Delta f \sin \omega_M t. \qquad (4)$$

В принципе не существует пределов, которые ограничивали бы максимальную девиацию частоты, используемую при передаче частотно-модулированных сигналов. Необходимо лишь, чтобы девиация была пропорциональна мгновенным значениям модулирующего тока. Существуют, однако, раз-

личные практические ограничения максимальной девиации. В большинстве стран принята в качестве максимальной девиация частоты несущего сигнала ± 75 *кгц*. Поэтому можно считать, что в выражении (4) $\Delta f = 75$ *кгц*.

Вычисляя отношение девиации частоты к частоте модуляции, мы получим так называемый коэффициент (глубину) модуляции или коэффициент девиации. Это отношение обозначается через M:

$$M = \frac{\Delta f}{f_M} \text{ радиан.} \qquad (5)$$

Угол θ, описываемый вектором на рис. 3,*а*, определяется выражением

$$\theta = \omega_c t + M(1 - \cos \omega_M t). \qquad (6)$$

Отметим, что скорость вращения вектора на рис. 3,*а*, поскольку из нее вычтено f_c *об/сек*, равна $M(1 - \cos \omega_M t)$.

Как и в случае амплитудной модуляции, выражения для частотной модуляции можно записать в виде несущей частоты и боковых частот, которые получаются и при этом типе модуляции. Переписывая выражение (6), мы получим в этом случае не две, а очень большое число боковых частот. Эти частоты расположены по обе стороны от несущей частоты: $f_c \pm f_M \pm 2f_M \pm 3f_M$ и т. д.

К счастью, большинство боковых частот, которые расположены далеко от несущей, имеют очень маленькую амплитуду и в связи с этим играют на практике малую роль. Так как передаваемая при частотной модуляции мощность всегда постоянна, то при модуляции сигнал несущей частоты теряет часть своей мощности, которая распределяется по боковым частотам. Для определенных значений M вся мощность сосредоточивается на боковых частотах, так что на несущей частоте не передается никакой мощности. Другими словами, несущая частота исчезает, остаются только боковые частоты. Это имеет место при $M = 2{,}4$; 5,52; 8,65 и др. Это обстоятельство используется на практике для калибровки или измерения девиации частоты в системах с частотной модуляцией.

Из выражения для M вытекает также другое важное обстоятельство, а именно: удвоение частоты модуляции при той же величине девиации приводит к уменьшению глубины модуляции M в 2 раза. Это уменьшает примерно вдвое количество боковых частот, имеющих заметные амплитуды, но эти новые боковые частоты располагаются вдвое дальше

от несущей частоты, чем раньше. Таким образом, ширина спектра боковых частот остается неизменной. По-другому это можно выразить так: очень низкие частоты модуляции приводят к появлению большего числа боковых частот, имеющих заметные амплитуды. Однако в этом случае боковые частоты располагаются ближе к несущей, что позволяет разместить в канале неизменной ширины большее количество боковых частот, чем при высоких частотах модуляции.

Первый вопрос, который вытекает из всего предыдущего, заключается в том, какова же требуемая при передаче ЧМ сигнала полоса частот. Если, например, $\Delta f = 75$ *кгц*, то требуемая ширина полосы не равна 2×75 *кгц*, так как при этом не были бы пропущены все боковые частоты. Количество боковых частот, амплитуда которых составляет более 1% общей передаваемой мощности, можно определить по таблице бесселевых функций. С учетом этих функций была составлена таблица. Первый столбец этой таблицы определяет величину отношения

$$\frac{\textit{Фактически требуемая полоса частот}}{2\Delta f}. \qquad (7)$$

Во втором столбце приведены соответствующие величины коэффициента модуляции $\frac{\Delta f}{f_M}$. По данной таблице можно составить график, определяющий требуемую ширину полосы для каждого значения глубины модуляции.

Фактически требуемая полоса частот/$2\Delta t$	$\frac{\Delta f}{f_M}$
100	0,01
10	0,1
4	0,5
3	1,0
2	2,0
1,75	4,0
1,6	5,0
1,57	7,0
1,45	9,0

При девиации ± 75 *кгц* и максимальной модулирующей частоте 15 *кгц* коэффициент модуляции равен 5. Отношение фактически требуемой полосы частот к $2\Delta f$ равно 1,6, так что необходимая полоса частот имеет ширину 240 *кгц*. Такая полоса необходима для передачи полной интенсивности модулирующего сигнала частоты 15 *кгц*, т. е. полной девиации ± 75 *кгц*. На практике такая полоса используется ред-

ко, ибо даже очень высококачественное воспроизведение сигнала можно получить при ширине полосы 200 *кгц*. Для специальной автомобильной ЧМ связи, где к качеству воспроизведения не предъявляются такие высокие требования, используются значительно более узкие каналы.

3. Фазовая модуляция

Фазовая модуляция, как и другие виды модуляции, может быть пояснена векторной диаграммой. Такая диаграмма представлена на рис. 4,*а* и аналогична диаграмме для

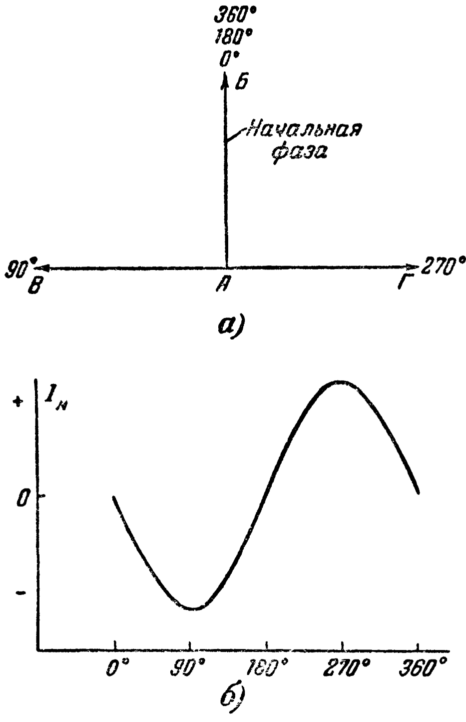


Рис. 4. Фазовая модуляция.
а — векторная диаграмма фазовой модуляции;
б — модулирующий сигнал.

частотной модуляции на рис. 3,*а*. Первое важное различие между ними заключается в том, что углы, описываемые вектором при фазовой модуляции, не зависят от частоты модулирующего сигнала. Эти углы зависят от интенсивности мо-

дулирующего сигнала. Поэтому угол, описываемый вектором несущего сигнала, постоянен, а скорость вектора изменяется пропорционально изменению частоты модулирующего сигнала. Другими словами, при возрастании модулирующей частоты увеличивается девиация частоты несущего сигнала. Термин «девиация частоты» употребляется здесь потому, что изменение угловой скорости вектора несущего сигнала сопровождается изменением частоты. Если частота модулирующего сигнала удваивается, то девиация также увеличивается в 2 раза. Это означает, что глубина модуляции *M* постоянна при данной интенсивности модуляции и не зависит от модулирующей частоты.

На рис. 4,*а* вектор *АБ* представляет сигнал несущей частоты. Когда несущая не модулирована, вектор делает f_c *об/сек*, где f_c — частота несущего сигнала. Когда несущая модулирована синусоидой, которая показана на рис. 4,*б*, то во время первой половины отрицательного полупериода скорость вектора увеличивается и вектор достигает положения *АВ*. Этот момент соответствует фазе синусоиды на рис. 4,*б*, равной 90°. Поскольку в любой момент угловое смещение пропорционально отрицательной или положительной величине модулирующего сигнала, то в течение следующей половины отрицательного полупериода вектор повернется на тот же угол, но в обратном направлении. В момент, соответствующий фазе синусоиды, равной 180°, вектор вернется к своему первоначальному положению. Так как следующий полупериод положителен, то скорость вектора будет уменьшаться. В момент, соответствующий фазе синусоиды 270°, вектор достигнет положения *АГ*. С этого момента модулирующий сигнал уменьшается, оставаясь положительным, и вектор опять достигает положения *АБ*. При составлении диаграммы на рис. 4,*а*, как и диаграммы на рис. 3,*а*, из скорости векторов было вычтено f_c *об/сек*.

Из всего предыдущего вытекает следующее интересное и полезное обстоятельство. Так как девиация частоты пропорциональна модулирующей частоте, то при подаче модулирующего сигнала на ФМ передатчик через цепь, которая выдает сигнал, обратно пропорциональный модулирующей частоте, мы получим частотную модуляцию с характеристиками, описанными ранее. Возможен также и обратный процесс. Если модулирующий ток проходит через цепь, которая усиливает его пропорционально его частоте, и подается затем на ЧМ передатчик, то в результате получается фазовая модуляция несущего сигнала.

Выше указывалось, что в случае фазовой модуляции величина коэффициента модуляции M постоянна для каждой заданной интенсивности модуляции. Поэтому, как и следовало ожидать, количество боковых частот, окружающих несущую частоту, постоянно и не зависит от модулирующей частоты. При увеличении частоты модуляции увеличивается также и расстояние между несущей и боковыми частотами. Как и в случае частотной модуляции, боковые частоты располагаются следующим образом: $\pm f_M \pm 2f_M \pm$ $\pm 3f_M$ и т. д.

Для заданной полосы модулирующих частот при фазовой модуляции требуется значительно более широкий канал, чем при частотной. В настоящей брошюре будет рассмотрена только частотная модуляция, так как она получила широкое применение для радиовещания в большинстве стран.

4. Преимущества частотной модуляции

Преимущества частотной модуляции перед амплитудной сводятся к следующему:

1) большее отношение сигнал/шум;

2) меньшая требуемая мощность передатчика;

3) больший динамический диапазон;

4) бóльшая обслуживаемая территория при заданной мощности передатчика.

Увеличение чувствительности приемника приводит во всех случаях также к увеличению уровня прослушиваемых шумов. Величина шума увеличивается также и при расширении полосы пропускания приемника. Шумы, возникающие во входных цепях и в первой лампе приемника, будут рассмотрены более подробно в следующей главе. Здесь же мы опишем только их влияние на качество приема.

Шум может иметь частотные составляющие во всех частях спектра. Таким образом, уменьшая полосу пропускания системы, мы тем самым уменьшаем мощность шума на выходе приемника.

Каждая отдельная составляющая шума может взаимодействовать в детекторе с другой составляющей, в результате чего на выходе появляется шумовое напряжение. Рассмотрим пример. Вещательный приемник с полосой пропускания 9 *кгц*, настроенный на частоту 1,5 *Мгц*, не только пропустит на выход составляющие шума с частотами 1,4955—1,5045 *Мгц*, но пропустит также и биения, возни-

кающие при взаимодействии других составляющих шума, если частоты этих биений лежат в данной полосе. Если в приемник поступает несущий сигнал, то биения будут в значительной степени подавлены, однако составляющие шума, частоты которых расположены вблизи несущей частоты (в пределах полосы 9 *кгц* в предыдущем примере), будут вести себя подобно сигналам боковых частот и дадут шумовое напряжение на выходе приемника.

Выше отмечалось, что хорошо сконструированный ЧМ приемник нечувствителен к изменениям амплитуды. Таким образом, ЧМ приемник в отличие от АМ приемника не будет откликаться на изменения амплитуды сигнала, связанные с наличием шумов. ЧМ приемник будет чувствителен только к фазовым изменениям сигнала, которые, однако, дают на выходе приемника меньшее напряжение шумов, чем амплитудные изменения. Эти фазовые изменения сигнала связаны с наличием шума на частотах, близких к несущей частоте сигнала, поскольку эти составляющие шума воздействуют на приемник так же, как и сигналы боковых частот.

Система с частотной модуляцией может работать при любой, в том числе и небольшой, величине девиации частоты, но с увеличением девиации пропорционально увеличивается также и отношение сигнал/шум. Поэтому в качестве компромиссной величины выбрана девиация, равная ±75 *кгц*. Это в 5 раз больше наивысшей звуковой частоты и в то же время требует не слишком большой ширины полосы пропускания приемника. Можно показать, что при такой величине девиации отношение сигнал/шум увеличивается примерно на 9 *дб*. Хорошие результаты дает также подчеркивание высоких частот модулирующего сигнала, служащего для модуляции передатчика. Этот метод называется предварительной коррекцией. Для последующего восстановления первоначального соотношения между составляющими сигнала на разных частотах в усилителе низкой частоты ЧМ приемника вводится схема относительного ослабления высоких частот. В результате всех этих преобразований отношение сигнал/шум увеличивается еще на 7,5 *дб*, а применение обоих упомянутых методов улучшает отношение сигнал/шум по сравнению с амплитудной модуляцией на 16,5 *дб*.

Выходной и другие каскады АМ передатчика должны нормально работать даже в случае, когда несущий сигнал модулирован на 100%. Поскольку в ЧМ передатчике вы-

ходная мощность при неизмененной мощности источника питания остается постоянной независимо от наличия модуляции, то в этом случае будет излучаться гораздо бо́льшая мощность, чем при АМ передатчике. Таким образом, при двух передатчиках (амплитудно-модулированном и частотно-модулированном), имеющих одинаковую мощность питания, ЧМ передатчик обеспечит бо́льшую мощность на входе приемника. Это обстоятельство обусловливает дополнительное улучшение отношения сигнал/шум еще на 3 *дб*.

Для того чтобы искажения сигнала при его передаче не превышали допустимых пределов, глубина модуляции АМ передатчиков не должна быть больше 95%. Нижний предел глубины модуляции определяется различимостью слабого сигнала на фоне шумов. Обычно он составляет 3—5%. Следовательно, для предотвращения перемодуляции передатчика необходимо применять компрессию (сжатие) амплитуды модулирующего сигнала. При частотной модуляции отношение сигнал/шум примерно на 17 *дб* больше, чем при амплитудной. Поэтому в случае частотной модуляции можно использовать полную девиацию частоты, не применяя компрессию передаваемого сигнала, что дает в результате более естественное звучание воспроизводимого сигнала, особенно при передаче музыки.

Однако на практике существует условие, которое противоречит предыдущему положению. Так, если частотно-модулированный сигнал имеет в месте приема слабую интенсивность, так что отношение сигнал/шум равно примерно единице, то происходит взаимная модуляция шума и принятого сигнала. Можно показать, что при этих условиях для улучшения приема сигнала следует уменьшать девиацию частоты и соответственно сужать полосу пропускания приемника.

5. Недостатки частотной модуляции

Частотная модуляция сигнала имеет также и свои недостатки:

1) ограниченную дальность приема и
2) более сложную приемо-передающую аппаратуру.

Для реализации всех преимуществ частотной модуляции требуется большая ширина канала. И так как при ЧМ передаче имеется значительно больше боковых частот, то прием частотно-модулированных сигналов должен быть

ограничен дальностью прямого распространения радиоволн. Использование «непрямого» сигнала, который характеризуется селективным федингом (замиранием), приводит к очень большим искажениям. Таким образом, необходимость широкой полосы пропускания исключает возможность применения средних волн, а селективное замирание исключает использование коротких волн. Поэтому приемлемым оказался диапазон сверхвысоких частот, удовлетворяющий обоим требованиям. Однако надежный прием в СВЧ диапазоне ограничивается дальностью, лишь немногим превышающей расстояние до горизонта: примерно 100—120 *км*.

При фазовой модуляции селективное замирание не оказывает такого большого влияния, так что этот вид модуляции может применяться на более высоких частотах коротковолнового диапазона.

В числе недостатков метода частотной модуляции была указана сложность передающей аппаратуры, однако детальное обсуждение этого вопроса выходит за рамки настоящей брошюры. Приемник частотно-модулированных сигналов также оказывается сложнее, чем АМ приемник, что будет подробно показано в следующих главах. Однако сложность приемника не слишком велика, так что создание его вполне доступно для широких кругов радиолюбителей.

6. Основные методы частотной модуляции

Для получения частотной модуляции необходимо изменять частоту генератора в соответствии с изменениями сигнала, представляющего речь или музыку, предназначенную для передачи. Если к колебательному контуру генератора подсоединить переменный конденсатор, каким является, например, конденсаторный микрофон, то в результате получится частотная модуляция генерируемого сигнала. Хотя такой метод и мало эффективен, но приведенный пример облегчает понимание того, что необходимо делать для получения частотной модуляции.

7. Реактивная лампа

Если некоторая часть напряжения передается с анода лампы на ее сетку через фазосдвигающую цепь, то лампа ведет себя, как реактивное сопротивление, включенное между анодом и катодом (рис. 5). На рисунке, в левой части которого приведена схема обычного генератора, видно, как включается реактивная лампа. При определенном

подборе элементов в цепи реактивной лампы величина реактивного сопротивления, вносимого ею, будет зависеть от крутизны ламповой характеристики S. (Зажимы A и $Б$ — это точки, между которыми проявляется реактивное сопротивление, вносимое лампой). Для изменения величины S необходимо только изменить напряжение сеточного смещения лампы. Следовательно, если к сетке реактивной лампы приложено модулирующее напряжение, а реактивное сопротивление, вносимое лампой, присоединено в точках A, $Б$ к колебательному контуру генератора (как показано на рис. 5), то мы получим частотную модуляцию сигнала генератора.

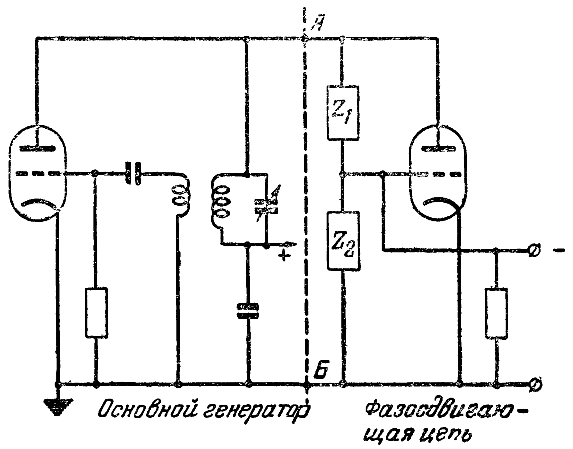


Рис. 5. Основные цепи реактивной лампы.

При практическом применении этой схемы в качестве реактивной лампы используется пентод или другая многосеточная лампа. В этой схеме можно было бы использовать и триоды, однако низкое внутреннее сопротивление этих ламп препятствует их включению в колебательный контур генератора. Для уменьшения шунтирования контура реактивное сопротивление можно было бы подключать в этом случае к отводу катушки колебательного контура, однако такое включение привело бы к уменьшению эффективной величины вносимого реактивного сопротивления. В некоторых разновидностях рассматриваемой схемы применимость триодов ограничивается также емкостью анод—сетка. При использовании же пентода или другой многосеточной лампы сеточное смещение можно подавать на одну, а мо-

дулирующее напряжение звуковой частоты — на другую сетку лампы.

Чтобы лучше понять работу схемы, рассмотрим случай, когда между точками *А* и *Б* включено высокочастотное напряжение. Это напряжение вызывает слабый ток через фазосдвигающую цепь C_1R_1 (рис. 6). В точке, где с этой цепью соединяется сетка реактивной лампы, напряжение будет опережать первоначальное или запаздывать относительно него на 90°. Если высокочастотное напряжение на сетке будет опережать первоначальное, то в анодном токе появится составляющая, которая также будет опережать

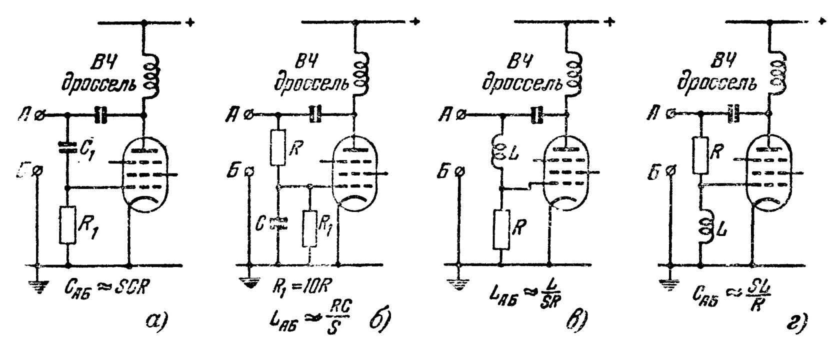


Рис. 6. Схемы включения реактивной лампы.

первоначальное напряжение на 90°. Эта составляющая анодного тока будет находиться в фазе с током конденсатора колебательного контура генератора. Таким образом, появление опережающего тока эквивалентно увеличению величины конденсатора настройки колебательного контура. Если же напряжение, поступающее на сетку, отстает от первоначального примерно на 90°, то составляющая анодного тока также будет отставать и эффективное реактивное сопротивление, вносимое лампой, будет иметь индуктивный характер.

Наличие внутреннего сопротивления R_i и то обстоятельство, что фазовый сдвиг не равен точно 90°, приводят к появлению в цепи между точками *А* и *Б* активной составляющей. Эта активная составляющая также является функцией *S*, так что в результате возникает паразитная амплитудная модуляция. Эту модуляцию можно устранить применением ограничителя в последующих каскадах передатчика.

Сеточное смещение следует подобрать так, чтобы изменение S было пропорциональным сеточному напряжению. Фактически смещение на лампу можно подавать так же, как в усилителе класса А. Кроме того, важно, чтобы высокочастотное напряжение, подаваемое на сетку через фазосдвигающую цепь, не перегружало лампу.

Величина S может изменяться также при изменении анодного напряжения и напряжения накала. Все эти изменения будут сказываться на частоте генератора и их необходимо устранить, для чего следует обеспечить стабилизацию напряжения накала и хорошее сглаживание пульсаций напряжения источника питания. Нужно отметить, что в цепи реактивной лампы имеется напряжение помех частоты питающей сети, которое также принимает участие в частотной модуляции генератора:

Выражения, определяющие реактивное сопротивление в точках *А* и *Б*, вносимое лампой, приведены на рис. 6,*а*, *б*, *в* и *г*. В двух последних схемах (рис. 6,*в* и *г*) вместо конденсаторов используются индуктивности. При применении индуктивностей сопротивление должно быть сравнительно большим; фазовый сдвиг при этом уменьшится и увеличится затухание, вносимое в контур генератора. Поэтому указанные схемы используются редко.

Частота настроенного контура определяется формулой

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \qquad (8)$$

где L — индуктивность;
C — емкость;
f — частота, *гц*.

Если в точках *А* и *Б* вводится реактивное сопротивление X_C, то частота генератора будет определяться формулой

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC+X_C}}. \qquad (9)$$

Если в точках *А* и *Б* вводится реактивное сопротивление, имеющее индуктивный характер, то соответствующая формула имеет вид:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LCX_L/(L+X_L)}}. \qquad (10)$$

Теперь мы можем сказать, что требуемое относительное изменение частоты передатчика пропорционально квадрату

относительного изменения емкости колебательного контура. Так как требуемое изменение частоты $2\Delta f$ очень мало по сравнению с частотой генератора, то

$$2\Delta f \approx 2\Delta C. \quad (11)$$

Для частотно-модулированных передач используется диапазон частот 88 — 104 *Мгц*. Пусть, например, используется передатчик с частотой несущего сигнала 100 *Мгц*. Так как генератор частоты 100 *Мгц* нельзя модулировать при помощи реактивной лампы, то сначала используется более низкая несущая частота. Она модулируется способом, который был описан выше, после чего повышается в несколько раз. В результате получается несущая частота 100 *Мгц*. Для такого генератора в качестве начальной частоты можно выбрать $f_0 = 5$ *Мгц*. Чтобы получить несущую частоту 100 *Мгц*, f_0 надо увеличить в 20 раз. Следует заметить, что девиация частоты генератора, дающего начальную частоту, также увеличится в 20 раз. Предположим, например, что девиация должна равняться ± 75 *кгц*. Тогда девиация 5-мегагерцевого генератора должна быть 150 *кгц* : 20 = 7,5 *кгц*. Необходимое для получения такой девиации изменение емкости мы можем определить, как указывалось выше: $\Delta C \approx \Delta f$. В нашем случае $\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{7{,}5}{5\,000} = 0{,}0015$, так что изменение емкости также производится в отношении 0,0015 : 1.

Теперь мы можем определить необходимые значения элементов одной из схем, приведенных на рис. 6. В случае реактивного сопротивления емкостного типа получим:

Емкость конденсатора настройки генератора 100 *пф*; $R_1 = 1\,000$ *ом*; $C_1 = 10$ *пф*; S (при отсутствии модуляции) = 2 *ма/в*; частота генератора $f_0 = 5$ *Мгц*.

Малая величина R_1 необходима для того, чтобы уменьшить влияние емкости катод — сетка на сдвиг фазы.

Величина емкости, измеренная между точками *А* и *Б*, определяется формулой

$$C = \frac{SC_1R_1}{1 + (\omega C_1 R_1)^2},$$

где $\omega = 2\pi f_0$;
C и C_1 — в фарадах;
R_1 — в омах;
S — в *а/в*.

Подставляя в формулу приведенные выше значения параметров, получим:

$$C=\frac{2\cdot10^{-3}\cdot10^{-11}\cdot10^{3}}{1+(2\pi5\cdot10^{6}\cdot10^{-11}\cdot10^{3})^{2}}\,ф=1{,}82\cdot10^{-11}ф=18{,}2\ пф.$$

Общая емкость контура генератора равна:

$$100\ пф+18{,}2\ пф=118{,}2\ пф.$$

Требуемое изменение емкости равно:

$$2\Delta C=118{,}2\ пф\cdot0{,}0015=0{,}1775\ пф.$$

Величина S должна изменяться таким образом, чтобы обеспечить требуемую девиацию частоты. Необходимое изменение S равно 0,1775 : 18,2 = 0,0975 *ма/в*. Усилитель модулирующего сигнала должен обеспечить такую амплитуду переменного напряжения, подаваемого на реактивную лампу, чтобы изменение S достигло указанного выше значения.

Частота несущего сигнала в передатчиках всех типов должна поддерживаться постоянной с большой точностью. В передатчике рассматриваемого типа по очевидным соображениям нельзя применить кварцевую стабилизацию частоты 5-мегагерцевого генератора. Можно предложить следующее решение этой задачи. Некоторая часть высокочастотной энергии этого генератора смешивается в лампе с высокочастотными колебаниями кварцевого генератора. Этот процесс аналогичен тому, который происходит в смесителе обычного вещательного приемника. В обоих случаях в анодном контуре смесительной лампы выделяется промежуточная частота, которая затем усиливается резонансным усилителем. Напряжение с выхода усилителя поступает на схему частотного детектора. Эта схема будет описана ниже (см. гл. 6). Если сигнал промежуточной частоты имеет требуемую частоту, то на выходе частотного детектора постоянное напряжение равно нулю. Если частота 5-мегагерцевого генератора увеличится, то на выходе частотного детектора после сглаживания возможной модуляции возникает положительное постоянное напряжение. Это напряжение подается на реактивную лампу и изменяет частоту 5-мегагерцевого генератора до заданной величины.

8. Балансный модулятор

В передатчике рассматриваемого типа несущая частота получается умножением частоты кварцевого генератора. Сигнал с выхода этого генератора подается на две цепи, в том числе на двухламповую симметричную схему. Низкочастотное модулирующее напряжение также подается на эту схему, но пушпульно, в то время как колебания кварцевого генератора подаются на каждую лампу синфазно. Анализ выходного напряжения с выхода симметричной схемы в балансном модуляторе показывает, что несущий сигнал, в данном случае сигнал кварцевого генератора, пройдя через эту схему, уничтожается и на выходе остаются только боковые частоты. Боковые частоты после соответствующего сдвига фаз смешиваются с сигналом, снимаемым со второго выхода кварцевого генератора. Результирующий сигнал оказывается модулированным по фазе и может быть преобразован в частотно-модулированный, как это было описано в § 3 настоящей главы.

В ряде схем балансных модуляторов фазу сигнала можно сдвигать без искажений лишь на очень малую величину. В этих случаях фаза должна меняться в узких пределах. Возможно, что при этом не будет достигнута необходимая девиация частоты, хотя для получения несущей частоты 100 *Мгц* все частоты были увеличены в соответствующее число раз. Для преодоления этой трудности применяется следующий метод умножения частот. Сигнал с выхода модулятора умножается в несколько раз и подается затем на смеситель, куда поступает также сигнал другого кварцевого генератора. С выхода смесителя снимается сигнал разностной частоты, которая значительно меньше исходной. При этом процессе полностью сохраняется величина девиации частоты, хотя частота несущего сигнала существенно уменьшается. Эту пониженную несущую частоту увеличивают затем во много раз до получения желаемой частоты несущего сигнала. Такой передатчик, кроме схемы умножения, имеет также следующие дополнительные каскады. Сначала модулирующий сигнал подается в цепь, с выхода которой снимается сигнал, обратно пропорциональный частоте модуляции f_M. Затем низкочастотный модулирующий сигнал проходит через схему предварительной коррекции и подается на балансный модулятор. Сюда же поступают колебания кварцевого генератора. Сигнал с выхода модулятора опять смешивается с колебаниями кварцевого генератора и поступает на делитель частоты, который понижает

частоту сигнала. В последующих каскадах частота сигнала повышается до требуемой величины, после чего сигнал усиливается усилителем мощности и подается в антенну. Антенна передатчика может быть так сконструирована, чтобы давать выигрыш мощности в некоторых выбранных направлениях. Мощность передатчика с учетом усиления антенны обычно называют эффективной мощностью излучения.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИЕМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

1. Различия между приемниками частотно-модулированных и амплитудно-модулированных сигналов

Первое и основное различие между двумя типами радиовещательных приемников было выяснено в гл. 1. Обычный радиовещательный приемник, как правило, не принимает сигналов в диапазоне 88—104 *Мгц*. Существует, конечно, ряд АМ приемников, предназначенных специально для работы на высоких частотах. В качестве примера можно указать на канал звукового сопровождения телевизионных приемников.

Применение в ЧМ радиовещании сигналов УКВ диапазона привело к довольно значительным изменениям в схеме обычного приемника. К антенной системе также предъявляются иные требования. Поскольку полоса пропускания всех каскадов ЧМ приемника должна быть значительно большей, чем в случае амплитудной модуляции, то при проектировании ЧМ приемника изменению подлежат все цепи до детектора, а также детекторный каскад. Низкочастотная часть приемника в принципе может остаться без изменений, но часто можно улучшить и эту часть приемника, что позволяет полнее реализовать преимущества частотной модуляции, приводящие к улучшению качества воспроизведения.

На рис. 7,*а* и *б* приведены блок-схемы двух типов приемников. На рис. 7,*а* показана схема обычного типа радиовещательного приемника амплитудно-модулированных сигналов, на рис. 7,*б* — схема ЧМ приемника со всеми основными каскадами, определяющими преимущества частотной модуляции.

Из рис. 7 видно, что, во-первых, АМ приемник в отличие от ЧМ приемника не имеет усилителя высокой частоты.

Необходимость этого каскада, вообще говоря, не вытекает из метода частотной модуляции, но наличие его определяет многие преимущества ЧМ приемника, что будет показано при детальном рассмотрении этого каскада. В связи с этим практически все ЧМ приемники имеют каскад усиления высокой частоты. К сожалению, коэффициент усиления этого каскада много меньше, чем в случае, если бы он применялся в диапазоне средних и длинных волн в АМ приемнике.

Смесительный каскад необходим для приемников обоих типов. Принцип действия его одинаков в обоих случаях,

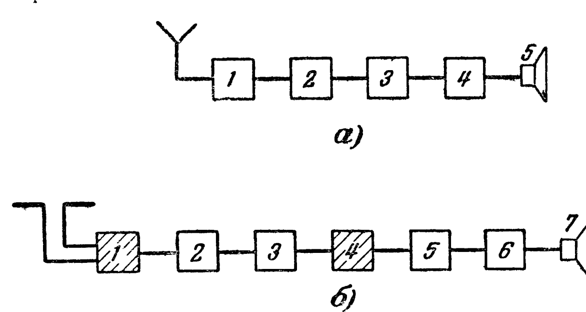


Рис. 7. Сравнение блок-схем двух типов приемников. Заштрихованные квадраты — дополнительные каскады, необходимые для приема ЧМ сигналов.

а — вещательный приемник АМ сигналов; *1* — преобразователь частоты; *2* — УПЧ; *3* — детектор: *4* — усилитель низкой частоты; *5* — громкоговоритель.

б — вещательный приемник ЧМ сигналов: *1* — усилитель высокой частоты; *2* — преобразователь частоты; *3* — УПЧ; *4* — ограничитель; *5* — детектор (дискриминатор); *6* — усилитель низкой частоты; *7* — громкоговоритель.

однако имеется значительная разница в деталях. Усилитель промежуточной частоты также необходим в приемниках обоих типов, но и в этом случае имеются значительные схемные различия. Первая очевидная разница — это количество требуемых ламп. В АМ приемнике используется гораздо меньшая промежуточная частота (около 460 *кгц*), и требуемая полоса пропускания равна всего нескольким килогерцам. В результате трансформаторы, используемые в этом случае, имеют достаточно высокое полное сопротивление и необходимое усиление получается при использовании одной лампы.

При частотной модуляции промежуточная частота должна быть во много раз больше, чем девиация частоты частотно-модулированного сигнала. Если девиация равна

±75 *кгц*, то промежуточная частота должна иметь порядок нескольких мегагерц. Выбор точного значения этой частоты определяется другими факторами, не связанными с требованиями воспроизведения переданного сигнала. В принципе выбор частоты определяется задачей защиты от помех. Во многих странах промежуточная частота для ЧМ приемника принята равной 10,7 *Мгц* *.

Выше указывалось, что при частотной модуляции требуется ширина полосы пропускания, равная 200 *кгц*, тогда как при амплитудной модуляции необходима полоса 9 *кгц*. Следовательно, усиление, даваемое каждой лампой усилителя, при приеме ЧМ сигналов существенно уменьшается, в связи с чем требуется значительно больше каскадов усиления. Следует, однако, напомнить, что отношение сигнал/шум при частотной модуляции во много раз больше, чем в АМ приемнике. Поэтому, не ухудшая качества приема, можно значительно увеличить коэффициент усиления.

Из приведенной блок-схемы видно, что ЧМ приемник имеет перед детектором еще один каскад, которого нет в АМ приемнике. Этот каскад, называемый ограничительным, имеет большое значение для высококачественного приема частотно-модулированных сигналов. Ограничитель обеспечивает нечувствительность приемника к изменениям амплитуды сигнала. Этот каскад состоит в основном из лампы, работающей при очень низких напряжениях на аноде и сетке. После того как напряжение на сетке превысит некоторый уровень, зависящий от параметров схемы, напряжение на выходе каскада будет оставаться постоянным.

Можно, однако, указать ряд ЧМ приемников, которые не имеют ограничительного каскада. Удовлетворительный прием в этом случае обеспечивается использованием такой схемы детектора, которая выполняет также функции ограничителя. Такое устройство известно под названием детектора отношений.

Практически во всех АМ приемниках используется однополупериодный диодный детектор. Это устройство можно приспособить для работы и с частотно-модулированным сигналом, но в ЧМ приемнике чаще всего используется двухполупериодный диодный детектор. За детектором следует схема относительного ослабления высоких частот. Она обычно состоит из последовательно соединенных сопротивления и емкости, шунтирующих выход детектора. Постоян-

* В СССР принята промежуточная частота 8,4 *Мгц*. (*Прим. переводч.*)

ная времени этой RC-цепочки выбирается порядка 50 *мксек*.

После детектора схемы приемников АМ и ЧМ типов могут быть идентичными. В лучших схемах ЧМ приемников применяются обычно два или больше громкоговорителей. Один из них предназначен специально для воспроизведения верхнего участка частот звукового диапазона. Фон при приеме частотно-модулированных сигналов оказывается гораздо более слабым, чем при амплитудной модуляции. Помехи на частоте питающего напряжения, а также другие помехи в ЧМ приемнике можно свести к весьма низкому уровню либо сделать совсем незаметными.

2. Основные требования к ЧМ приемнику

Ниже приводятся основные требования, предъявляемые к ЧМ приемнику, осуществление которых позволяет наиболее полно использовать все преимущества частотной модуляции.

Приемник частотно-модулированных сигналов должен иметь:

1) эффективный усилитель высокой частоты;

2) смесительный каскад, создающий сигнал промежуточной частоты, свободный от радиопомех и стабильный по частоте;

3) усилитель промежуточной частоты с достаточным усилением и требуемой полосой пропускания;

4) детектор, на выходе которого создается низкочастотный сигнал с минимальными искажениями;

5) эффективный амплитудный ограничитель.

3. Приемники для приема сигналов с амплитудной и частотной модуляцией

В настоящее время прием удаленных радиостанций возможен все еще лишь на средних и коротких волнах, так как применение более высоких частот несущего сигнала, используемых при ЧМ передачах, связано с ограниченной дальностью приема. Поэтому ЧМ радиовещание используется в настоящее время лишь для местных высококачественных передач, а более удаленные станции, расположенные, в частности, в других странах, принимаются только на приемники амплитудно-модулированных сигналов.

Можно построить комбинированный приемник, имеющий хорошие характеристики при приеме как АМ, так и

ЧМ программ. В комбинированном приемнике многие лампы и каскады являются общими для обоих видов сигналов, однако почти во всех схемах первая лампа приемника используется в основном только при приеме частотно-модулированных сигналов. В большинстве популярных схем в качестве первой лампы используется двойной триод с большой крутизной характеристики. Одна половина триода используется в качестве автодинного преобразователя частоты, в котором функции местного гетеродина и смесителя выполняются одной и той же лампой. Вторая половина триода используется в качестве усилителя высокой частоты, работающего по схеме с заземленной сеткой. В ряде приемников встречаются и другие схемы первого каскада: от двух отдельных триодов, выполняющих те же функции, что и двойной триод, упомянутый выше, до пентодного усилителя высокой частоты и отдельного каскада преобразования частоты. В этих случаях в качестве преобразователя частоты может быть использован пентод, двойной триод или триод-пентод. В двух последних случаях триод используется только как гетеродин.

Существует ряд схем комбинированного приемника, в которых лампа первого каскада используется также и при АМ приеме и подключается ко входным цепям, имеющим катушки индуктивности, рассчитанные на средние и длинные волны. Прием АМ радиовещания в этих случаях, конечно, улучшается. Однако в большинстве случаев лампа или лампы первого каскада не участвуют в приеме амплитудно-модулированных сигналов.

Что касается лампы и схемы смесительного каскада для АМ приема, то они являются обычными, но часть лампы используется также и при ЧМ приеме. В этом случае смесительная часть этой лампы (обычно триод-гексода) работает в качестве усилителя промежуточной частоты. Триодная часть лампы не используется. Для выключения ее из схемы обычно снимают высокое напряжение, подаваемое на анод триода.

Из дальнейшего описания будет видно, что антенные цепи для АМ и ЧМ приема совершенно независимы.

Усилитель промежуточной частоты в большинстве случаев является общим, т. е. он используется при приеме как АМ, так и ЧМ сигналов. В ряде приемных схем переход от одного значения промежуточной частоты к другому производится переключением анодных и сеточных цепей ламп с одной группы настроенных трансформаторов на другую.

В других схемах АМ и ЧМ полосовые фильтры в анодной цепи лампы включаются последовательно. Оба способа дают удовлетворительные результаты, однако при необходимости приема АМ сигналов в диапазоне коротких волн обычно применяется переключение цепей. Этот вопрос будет рассмотрен подробнее в следующих разделах брошюры.

С усилителя промежуточной частоты амплитудно-модулированные сигналы промежуточной частоты 460 *кгц* подаются на однополупериодный диодный детектор и в обычную цепь автоматической регулировки усиления; частотно-модулированные сигналы промежуточной частоты 10,7 *Мгц* подаются на ЧМ детектор. Сигналы низкой частоты от каждого из этих детекторов через переключатель поступают на усилитель низкой частоты. Далее схема приемника является общей.

Для приема амплитудно-модулированных сигналов используется антенна обычного типа, однако для удовлетворительного приема ЧМ сигналов требуется уже настроенная антенна того или иного вида. В районах, где сила сигнала достаточно велика, может использоваться антенна, встроенная в ящик приемника, что часто и делается, но в тех местах, где сигнал слаб, необходима выносная антенна. Поскольку длина волны ЧМ станций весьма мала, то для ЧМ приема антенны имеют малые размеры и вес. Конструкция их довольно проста. Поляризация антенны (горизонтальная или вертикальная) должна совпадать с поляризацией антенны передатчика. Все настроенные антенны обладают направленностью действия, поэтому при установке такой антенны следует найти наивыгоднейшее ее направление, при котором принимаемый сигнал имеет наибольшую силу. Естественно поэтому, что расположение приемника со встроенной антенной оказывает значительное влияние на качество приема.

4. Антенны для приема ЧМ сигналов

Полоса пропускания антенн для приема частотно-модулированных сигналов делается достаточно широкой. Она выбирается около геометрического центра рабочего диапазона частот ЧМ приемника. Наиболее удобной и чаще всего используемой формой антенны является полуволновый диполь с отражателем или без него. Отражатель требуется только при очень слабых сигналах, а также для уменьшения некоторых видов помех.

Антенна может соединяться с приемником при помощи симметричного или коаксиального фидера. Тип фидера, а также его волновое сопротивление следует выбирать исходя из условия наилучшего согласования со входным сопротивлением приемника. Если входное сопротивление приемника правильно нагружает фидер и с другой стороны антенна также согласована с фидером, то применение фидера любого типа дает удовлетворительные результаты. Симметричный фидер использовать несколько труднее из-за необходимости обеспечения хорошего симметрирования, однако он проще в изготовлении. Если в месте приема интенсивность сигнала мала, следует использовать фидер с малыми потерями. Например, фидер средней стоимости, предназначенный для частоты 90 *Мгц*, имеет потери около 20 *дб* на 100 *м* длины.

Во всех случаях целесообразно использовать достаточно чувствительный ЧМ приемник с тем, чтобы ограничительный каскад мог работать удовлетворительно при уровне сигнала, в 3—4 раза меньшем, чем фактическая интенсивность сигнала в месте приема. При этом влияние колебаний интенсивности сигнала, происходящих изо дня в день, а также мешающих сигналов из-за отражений от самолетов и т. п. будет сведено к незначительной величине.

Частоты, используемые для ЧМ радиовещания, занимают полосу 88—104 *Мгц*, так что средняя геометрическая частота диапазона равна $\sqrt{88 \cdot 104} = 95{,}67$ *Мгц*. Скорость распространения радиоволн в обычных условиях составляет около 90% их скорости в свободном пространстве, т. е. $0{,}9 \cdot 3 \cdot 10^8$ *м/сек*. Как известно,

$$\lambda = \frac{c}{f},$$

где λ — длина волны;

c — скорость распространения радиоволн, *м/сек*;

f — частота, *гц*.

Таким образом, длина полуволнового диполя равна:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{0{,}9 \cdot 3 \cdot 10^8}{95{,}67 \cdot 10^6} = 1{,}41 \text{ м}.$$

Если по условиям приема требуется рефлектор, то его надо установить позади антенны на расстоянии половины или четверти длины волны. Сопротивление такой антенны будет лежать в пределах 70—80 *ом*. Если для соединения

антенны с приемником используется коаксиальный фидер, то антенна будет, конечно, несимметрирована. Однако это обстоятельство не имеет большого значения.

Полуволновые диполи, вмонтированные в ящики радиоприемников, обычно нагружены на катушки индуктивности. Вследствие малых размеров ящика в нем обычно нельзя разместить проволочную антенну требуемой длины, поэтому в таких случаях короткая антенна настраивается при помощи специальной катушки индуктивности, включенной в центре этой антенны. Эта катушка имеет отводы для получения полного сопротивления, необходимого для согласования антенны с приемником.

Ширина полосы пропускания антенны определяется диаметром проволоки или стержней. из которых изготовляется антенна, но фактически минимально возможный диаметр определяется необходимой механической прочностью антенны.

Шасси небольшого настольного приемника может оказывать заметное влияние на настройку и эффективность внутренней антенны. Поэтому все работы по настройке и согласованию сопротивлений антенны и приемника проводятся при уже полностью собранном приемнике.

Существует много способов измерения сопротивления антенны. При одном из наиболее простых способов используются обычный кабель длиной около 30 *м* и генератор качающейся частоты (вобулятор). Этот метод будет описан в следующей главе.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

1. Общие замечания

До последнего времени в дешевых приемниках при приеме амплитудно-модулированных сигналов настроенный контур антенны соединялся прямо со смесительным каскадом. Однако все чаще начинает использоваться усилитель высокой частоты (УВЧ), применение которого в диапазоне средних и длинных волн дает известные преимущества. С возрастанием частоты принимаемого сигнала этот каскад становится все более желательным, а при переходе к УКВ диапазону он становится по существу необходимым. Это объясняется тем, что с увеличением рабочей частоты увеличиваются потери в настроенных цепях, вызываемые входным

сопротивлением ламп и другими факторами, в результате чего снижается чувствительность приемника и уменьшается усиление, даваемое каждой лампой. Смесительные лампы обычного типа при повышенных рабочих частотах также имеют весьма посредственные характеристики. Конечно, существуют смесители, специально предназначенные для работы и на этих, более высоких частотах, но практически все они имеют значительную связь между цепью сигнала и цепью гетеродина. Поэтому если к входной цепи такого смесителя прямо присоединить антенну, то можно обнаружить заметное излучение гетеродина. Поскольку это излучение создает значительные помехи другим приемникам ЧМ сигналов и телевизионным приемникам, то следует принимать всяческие меры для уменьшения излучения гетеродина.

Первое преимущество от введения каскада усиления высокой частоты состоит в уменьшении собственного излучения приемника; этот каскад значительно ослабляет излучение гетеродина, так как развязывает его цепь от входного контура приемника.

Наличие этой связи приводит также к тому, что на цепи сигнала начинают влиять колебания температуры, качество работы схемы АРУ и другие обстоятельства, которые сказываются на частоте гетеродина. Поэтому если входной контур смесителя достаточно сильно связать с антенной (для получения удовлетворительной громкости приема), то наличие указанной связи между цепями сигнала и гетеродина приведет к заметному ухудшению качества приема. С этим связано второе преимущество от введения каскада усиления высокой частоты, поскольку этот каскад уменьшает влияние связи между различными цепями смесителя на качество приема.

Мы видели, что при ЧМ радиовещании очень хорошее качество приема можно получить при сигналах, значительно более слабых, чем в случае амплитудной модуляции. Следовательно, в ЧМ приемнике можно использовать большее усиление. Однако с увеличением коэффициента усиления приемника все большее значение приобретают шумы ламп. Основная часть этих шумов возникает в первой лампе приемника. Поэтому в качестве первой лампы необходимо использовать лампу с весьма низким уровнем шумов. Третье преимущество от введения каскада усиления высокой частоты связано с тем, что шум-фактор УВЧ меньше, чем шум-фактор любого смесительного каскада.

В связи с низкой избирательностью колебательных контуров в диапазоне сверхвысоких частот необходимо в ЧМ приемниках для получения достаточной избирательности использовать по крайней мере два настроенных контура. К счастью, здесь не требуется такая высокая избирательность, как в случае, когда необходимо избавиться от помех, связанных с соседними каналами. В данном случае избирательность контуров должна обеспечить защиту приемника от помех лишь со стороны зеркального канала, а также от помех на промежуточной частоте (10,7 *Мгц*). Наличие каскада усиления высокой частоты позволяет удовлетворить этим требованиям.

Таким образом, использование в ЧМ приемниках усилителя высокой частоты дает весьма значительные преимущества. Кроме того, усиление этого каскада играет заметную роль в общем усилении приемника.

2. Усилитель высокой частоты по схеме с заземленной сеткой

Этот тип усилителя высокой частоты получил большую популярность, так как он обладает большими преимуществами и вместе с тем достаточно экономичен с точки зрения количества требуемых деталей. В этой схеме усилителя можно использовать обычный триод, но очень часто применяется и двойной триод. Одна половина лампы используется в качестве усилителя высокой частоты с заземленной сеткой, вторая — в качестве преобразователя частоты. Существуют миниатюрные двойные триоды, конструкция которых позволяет использовать их и на очень высоких частотах.

Для схемы с заземленной сеткой требуются триоды с большой крутизной и большим входным сопротивлением на рабочей частоте. Емкость между сеткой и катодом должна быть как можно меньшей. Желательно также, чтобы в лампе был экран, разделяющий обе половины двойного триода. Для уменьшения паразитных емкостей целесообразно экранировать также всю лампу.

На рис. 8 представлена схема усилителя высокой частоты с заземленной сеткой. Сетка лампы, как можно видеть из схемы, соединена с землей. Соединительный проводник следует делать как можно короче, поскольку он представляет для высокой частоты некоторую индуктивность, а наличие такой индуктивности приводит к тому, что сетка оказывается под потенциалом, отличным от потенциала

земли. Сопротивление в катодной цепи, зашунтированное емкостью, предназначено лишь для подачи на сетку лампы соответствующего напряжения смещения. Величина этого сопротивления определяется тем же способом, что и для любого усилителя класса А. Шунтирующий конденсатор должен иметь достаточно большую емкость, чтобы на частоте полезного сигнала замыкать накоротко сопротивле-

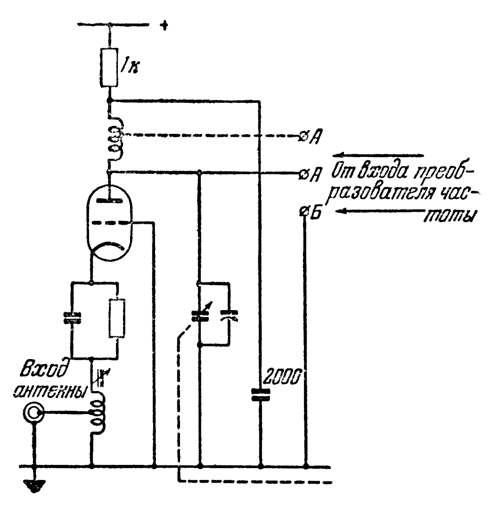


Рис. 8. Усилитель с заземленной сеткой.

ние в катодной цепи лампы. Для частоты 88 *Мгц* вполне достаточно иметь безындуктивный конденсатор емкостью 1 000—2 000 *пф*.

Входное сопротивление рассматриваемой схемы очень мало, но оно обычно больше, чем полное сопротивление полуволнового диполя, используемого в качестве антенны, т. е. больше 75 *ом*. Поэтому антенная катушка должна иметь отвод для согласования 75-омного фидера со входным сопротивлением лампы.

Прежде чем приступить к рассмотрению входных цепей усилителя с заземленной сеткой, целесообразно сначала рассмотреть анодную цепь. Эта цепь состоит из колебательного контура, настроенного на частоту сигнала и связанного с входным контуром смесительного каскада.

Триодный смеситель простейшего типа, присоединенный на рис. 8 к зажимам *А* и *Б*, можно представить в виде эквивалентного 1 000-омного сопротивления, зашунтированного

конденсатором 30 *пф*. Поскольку сеточная цепь смесителя обладает таким низким входным сопротивлением, она обычно присоединяется к анодной цепи УВЧ примерно в средней точке катушки индуктивности. За счет этого уменьшается вносимое сопротивление, что позволяет получить больший коэффициент усиления УВЧ и улучшить избирательность приемника. Под избирательностью усилителей высокой частоты, используемых при ЧМ приеме, имеется в виду избирательность по отношению к станциям, работающим на частоте зеркального канала, а не по отношению к соседним каналам. Это обстоятельство уже отмечалось выше. Высокую избирательность, которая требуется для защиты от помех со стороны соседних каналов, очень трудно получить с небольшим числом настроенных контуров.

Подробности построения усилителя с заземленной сеткой легче будет понять на примере. Рассмотрим сначала случай, когда смесительный каскад присоединяется прямо к аноду лампы УВЧ. Это позволит понять, почему при большом затухании, вносимом смесительным каскадом, смеситель надо подключать к отводу колебательного контура усилителя высокой частоты.

Наиболее простой расчет усилительного каскада получается в случае, когда сначала рассматривается анодная цепь УВЧ. Предположим, что лампа, используемая в каскаде усиления высокой частоты, имеет следующие характеристики: внутреннее сопротивление $R_i = 9\,000$ *ом*; крутизна $S=6$ *ма/в*; коэффициент усиления $\mu=56$.

При дальнейшем расчете мы не будем учитывать влияния времени пролета электронов и обратных связей, которые существуют в реальном усилителе. Таким образом, наш расчет будет лишь приближенным и рассчитанные характеристики будут несколько отличаться от тех, которые получаются на практике.

Будем считать, что диапазон настройки занимает полосу частот 88—104 *Мгц*.

Паразитные емкости анода лампы, выводов ламповой панельки, монтажа и собственная емкость катушки индуктивности в сумме составляют обычно около 15 *пф*. При конструировании усилителя высокой частоты следует принять меры, обеспечивающие получение такой малой величины паразитной емкости.

К этим 15 *пф* необходимо прибавить входную емкость смесителя, равную 30 *пф*. Необходимо также учесть начальную емкость конденсатора настройки. Конденсаторы,

используемые при ЧМ приеме, должны иметь достаточно жесткую конструкцию. В связи с этим несколько увеличивается величина их начальной (минимальной) емкости. Если предположить, что минимальная емкость составляет около четверти максимальной, то можно легко проделать все необходимые расчеты. Нужное изменение емкости настраиваемой цепи определяется выражением

$$\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 = \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_3}, \qquad (1)$$

где f_1 и f_2 — граничные частоты;

C_1 и C_2 — соответственно минимальная и максимальная емкости конденсатора настройки;

C_3 — емкость схемы.

В нашем примере $f_1 = 104$ *Мгц*; $f_2 = 88$ *Мгц*; $C_2 = 4C_1$ и $C_3 = 45$ *пф*. Таким образом, получим:

$$\left(\frac{104}{88}\right)^2 = \frac{4C_1 + 45}{C_1 + 45}.$$

Отсюда $C_1 = 6{,}9$ *пф* и $C_2 = 27{,}6$ *пф*.

Таким образом, требуется конденсатор настройки емкостью 27,6 *пф*. Общая емкость настроенного контура будет

на частоте 88 *Мгц* $C = 45 + 27{,}6 = 72{,}6$ *пф*;
на частоте 104 *Мгц* $C = 45 + 6{,}9 = 51{,}9$ *пф*.

Соответствующие катушки индуктивности должны иметь на этих частотах добротность порядка 100.

Внутреннее сопротивление триода, равное 9 000 *ом*, включено параллельно настроенному контуру. Эквивалентное входное сопротивление смесителя, равное 1 000 *ом*, также включено параллельно настроенному контуру. Если мы объединим эти два сопротивления с резонансным сопротивлением контура R_p, то получим результирующую анодную нагрузку лампы R'_p

Итак,

$$R_p = \frac{Q}{\omega C},$$

где C — полная емкость и $\omega = 2\pi f$.

На частоте 99 *Мгц* имеем:

$$R_p = \frac{100}{2\pi 88 \cdot 10^6 \cdot 72{,}6 \cdot 10^{-12}} = 2\,500 \text{ ом}.$$

На частоте 104 *Мгц*

$$R_p = \frac{100}{2\pi 104 \cdot 10^6 \cdot 51{,}9 \cdot 10^{-12}} = 2\,950 \text{ ом}.$$

Результирующее сопротивление колебательного контура при резонансе R'_p выражается через внутреннее сопротивление R_i и входное сопротивление смесителя 1000 *ом* следующим образом:

$$\frac{1}{R'_p} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{1\,000}.$$

Так, для частоты 88 *Мгц* получим $R'_p = 660$ *ом*.

Для частоты 104 *Мгц* аналогично получим $R'_p = 690$ *ом*.

Упомянутые сопротивления, включенные параллельно контуру, уменьшают его добротность, так что результирующая добротность контура будет равна

$$Q' = R'_p \omega C.$$

На частоте 88 *Мгц* $Q' = 660 \cdot 2\pi 88 \cdot 10^6 \cdot 72{,}6 \cdot 10^{-12} = 26{,}4$.
На частоте 104 *Мгц* $Q' = 23{,}4$.

Отсюда видно, что величина Q действительно уменьшается.

Ширина полосы пропускания контура на уровне 3 *дб* равна $2\Delta f$, причем

$$2\Delta f = \frac{f_{\text{резонансная}}}{Q'}. \qquad (2)$$

На частоте 88 *Мгц* $2\Delta f = 88/26{,}4 = 3{,}34$ *Мгц*;
на частоте 104 *Мгц* $2\Delta f = 104/23{,}4 = 4{,}45$ *Мгц*.

Из всего предыдущего следует, что:

1) сопротивление анодной нагрузки усилителя очень мало;

2) полоса пропускания схемы больше, чем требуется при ЧМ приеме;

3) если ЧМ станции работают на соседних каналах, ширина которых равна примерно 200 *кгц*, то данная схема не обеспечивает никакой избирательности по отношению к мешающим станциям соседних каналов.

Усиление каскада, измеренное между анодом и катодом, определяется выражением

$$\textit{Усиление} = R'_p S.$$

На частоте 88 *Мгц* усиление равно $660 \cdot 0{,}006 = 3{,}96$; на частоте 104 *Мгц* усиление равно $690 \cdot 0{,}006 = 4{,}13$.

Самым важным, что нам осталось выяснить, является входное сопротивление каскада. Зная его, можно рассчитать необходимый входной трансформатор. Входное сопротивление схемы, как указывалось выше, зависит от внутреннего сопротивления лампы, наличия обратной связи, времени пролета электронов и других причин. Величина полного входного сопротивления приближенно определяется формулой

$$Z_{вх} = \frac{R_i + R'_p}{1 + \mu}. \qquad (3)$$

Для нашего примера на частоте 88 *Мгц*

$$Z_{вх} = \frac{9\,000 + 660}{57} = 170 \text{ ом}.$$

Изменения входного сопротивления $Z_{вх}$ в пределах полосы настройки будут очень малы и здесь не рассматриваются.

Выше отмечалось, что антенна, применяемая при ЧМ приеме (полуволновой диполь), имеет сопротивление 75 *ом*. Если эта антенна соединяется с усилителем высокой частоты посредством коаксиального фидера, имеющего соответствующее волновое сопротивление, то для согласования его со входом усилителя высокой частоты требуется повышающий трансформатор. Такой трансформатор можно выполнить при помощи отвода от катушки входного колебательного контура. Отношение числа витков между землей и отводом к общему числу витков катушки n, необходимое для согласования сопротивлений, определяется выражением

$$n = \sqrt{Z_{вх}/Z_{ант}}, \qquad (4)$$

где $Z_{вх}$ — входное сопротивление лампы, вычисленное выше;
$Z_{ант}$ — сопротивление всей антенной системы, измеренное в точке соединения антенны с приемником.

В нашем примере сопротивление антенны равно 75 *ом*. Коаксиальный соединительный фидер подключен к центру антенны и также имеет сопротивление 75 *ом*, поэтому

$$n = \sqrt{\frac{170}{75}} = \sqrt{2{,}28} = 1{,}51.$$

Входное сопротивление лампы (170 *ом*) будет в значительной степени шунтировать входной контур. Это приведет к снижению его добротности Q' до очень малой величины. Если к приемнику подключена антенна, сопротивление которой трансформируется антенным трансформатором в отношении 2,28 : 1, то добротность контура уменьшится еще на 50%. На практике антенная катушка настраивается на среднюю частоту полосы пропускания с помощью сердечника из магнитодиэлектрика или маленького подстроечного конденсатора; использовать во входном контуре обычный переменный конденсатор нецелесообразно.

Резонансное сопротивление ненагруженного входного колебательного контура равно:

$$R_p = \frac{Q}{\omega C}.$$

Пусть добротность ненагруженного контура равна 100, а резонансная частота f_c равна центральной частоте полосы (95 *Мгц*) и емкость $C \approx 20$ *пф*. Тогда

$$R_p = \frac{100}{2\pi 95 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 8\,360 \text{ ом}.$$

Поскольку входной контур шунтируется сопротивлением 170/2 = 85 *ом*, то его результирующее сопротивление определяется величиной

$$R'_p = \frac{8\,360 \cdot 85}{8\,360 + 85} = 84{,}15 \text{ ом},$$

так что

$$Q' = 84{,}15 \cdot 2\pi 95 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 1{,}004.$$

В результате полоса пропускания контура при резонансе будет равна $2\Delta f = \frac{f_c}{Q'} = 94{,}5$ *Мгц*.

Из этого расчета очевидна справедливость ранее высказанного положения о том, что перестройки входного контура при ЧМ приеме не требуется.

Таким образом, рассмотренная схема усилителя высокой частоты имеет следующие характеристики:

Сопротивление антенны $R_{ант}$ . . . . 75 *ом*
Отношение витков в антенной катушке n . . . . 1,51 : 1
Усиление лампы, измеренное между катодом усилительной лампы и сеткой смесителя:

на частоте 88 *Мгц* 3,96
„ „ 104 „ 4,19
Избирательность усилителя (ширина полосы пропускания на уровне 3 *дб* при резонансе) $2\Delta f$:
на частоте 88 *Мгц* . . . . 3,34 *Мгц*
„ „ 104 „ . . . . 4,45 „

3. Сопряжение анодного контура

Усилитель высокой частоты, описанный выше, дает вполне достаточное усиление и отвечает большинству требований, предъявляемых ко входному каскаду приемника частотно-модулированных сигналов. Однако путем некоторых несложных переключений в схеме можно получить лучшие характеристики усилительного каскада. Рассмотрим эти возможности, учитывая при этом, что для указанных переключений не требуются никакие дополнительные детали. В предыдущем параграфе было выяснено, что важнейшими факторами, влияющими на величину сопротивления анодной нагрузки УВЧ, являются входное сопротивление смесителя (1 000 *ом*) и его входная емкость (30 *пф*). Так как резонансное сопротивление анодного контура УВЧ и внутреннее сопротивление лампы этого каскада R_i имеют достаточно большую величину, то для увеличения коэффициента усиления каскада следует ослабить влияние на анодный контур УВЧ указанных выше факторов.

Чтобы ослабить влияние смесителя, его следует подключать к отводу анодной катушки УВЧ, а не непосредственно к аноду лампы. Получающееся при этом улучшение параметров УВЧ лучше всего проиллюстрировать на нескольких примерах.

1. Пусть отвод катушки, с которым соединен смеситель, сделан на расстоянии $^3/_4$ ее длины от верхнего конца. Тогда емкость, вносимая смесителем в анодную цепь усилителя высокой частоты, уменьшится и будет равна

$$30\,(0{,}75)^2 = 16{,}9 \ пф.$$

Паразитная емкость схемы, как и раньше, равна 15 *пф*, поэтому общая емкость схемы станет равной 31,9 *пф*. Считая, как и раньше, что минимальная емкость конденсатора настройки равна четверти максимального значения емкости, получим:

$$\left(\frac{104}{88}\right)^2 = \frac{4C_1 + 31{,}9}{C_1 + 31{,}9},$$

откуда $C_1 = 4{,}9$ *пф* и $C_2 = 19{,}6$ *пф*.

Таким образом, требуемая емкость конденсатора настройки равна 19,6 *пф*, так что полная емкость колебательного контура будет:

на частоте 88 *Мгц* $C = 31{,}9 + 19{,}6 = 51{,}5$ *пф*;

на частоте 104 *Мгц* $C = 31{,}9 + 4{,}9 = 36{,}8$ *пф*.

Требуемая индуктивность катушки анодного контура равна:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C}.$$

При работе на частоте 88 *Мгц* получим:

$$L = \frac{1}{(2\pi 88 \cdot 10^6)^2 51{,}5 \cdot 10^{-12}} \text{ гн} = 0{,}064 \text{ мкгн}.$$

Резонансное сопротивление контура R_p будет равно:

$$R_p = \frac{Q}{\omega C};$$

на частоте 88 *Мгц* $R_p = 3\,520$ *ом*;

на частоте 104 *Мгц* $R_p = 4\,250$ *ом*.

Вносимое в контур УВЧ входное сопротивление смесителя благодаря присоединению его к отводу катушки анодного контура УВЧ также изменится и вместо 1 000 *ом* будет равно $1\,000/(0{,}75)^2 = 1\,760$ *ом*. Результирующее сопротивление анодного контура R'_p определится из равенства

$$\frac{1}{R'_p} = \frac{1}{9\,000} + \frac{1}{1\,760} + \frac{1}{R_p};$$

на частоте 88 *Мгц* $R'_p = 1\,050$ *ом*;

на частоте 104 *Мгц* $R'_p = 1\,100$ *ом*.

Действующая добротность контура будет равна:

$$Q' = \omega C R'_p;$$

на частоте 88 *Мгц* $Q' = 26{,}9$;

на частоте 104 *Мгц* $Q' = 26{,}4$.

Ширина полосы пропускания контура $\left(2\Delta f = \frac{f_c}{Q'}\right)$ будет равна:

на частоте 88 *Мгц* $2\Delta f = 2{,}95$ *Мгц*;

на частоте 104 *Мгц* $2\Delta f = 3{,}94$ *Мгц*.

Усиление каскада, измеренное между катодом лампы и отводом анодного контура, равно:

$$K = 0{,}75 S R'_p.$$

На частоте 88 *Мгц* усиление равно $1\,050 \cdot 0{,}006 \cdot 0{,}75 = 4{,}75$; на частоте 104 *Мгц* оно равно $1\,100 \cdot 0{,}006 \cdot 0{,}75 = 4{,}95$.

Входное полное сопротивление каскада УВЧ равно:

$$Z_{вх} = \frac{R_i + R'_p}{1 + \mu};$$

на частоте 88 *Мгц* $Z_{вх} = \frac{9\,000 + 1\,050}{57} = 176$ *ом*;

на частоте 104 *Мгц* $Z_{вх} = \frac{9\,000 + 1\,100}{57} = 178$ *ом*.

Приведенные вычисления показывают, как улучшаются усиление и полоса пропускания усилителя высокой частоты при использовании рассмотренной схемы включения смесителя.

2. Наилучшие результаты для усилителя высокой частоты рассматриваемого типа получаются в случае, когда точка соединения смесителя с усилительным каскадом выбирается вблизи середины катушки. В этом случае получаются следующие результаты.

Емкость, вносимая смесителем в анодный контур лампы УВЧ, уменьшается до величины $30(0{,}5)^2 = 7{,}5$ *пф*.

Суммарная емкость этого контура (с учетом емкости, вносимой смесителем) будет равна 22,5 *пф*. Считаем по-прежнему, что минимальная емкость конденсатора настройки контура составляет четверть максимальной, поэтому

$$\left(\frac{104}{88}\right)^2 = \frac{4C_1 + 22{,}5}{C_1 + 22{,}5},$$

откуда $C_1 = 3{,}5$ *пф* и $C_2 = 4C_1 = 14$ *пф*.

На частоте 88 *Мгц* общая емкость колебательного контура равна 36,5 *пф*, а на частоте 104 *Мгц*—26 *пф*.

Необходимая индуктивность анодного контура определяется по формуле $L = \frac{1}{\omega^2 C}$. На частоте 88 *Мгц* $L = 0{,}09$ *мкгн*. Резонансное сопротивление контура $\left(R_p = \frac{Q}{\omega C}\right)$ на частоте 88 *Мгц* равно 4 970 *ом*, на частоте 104 *Мгц* 5 890 *ом*. Вносимое в контур УВЧ входное сопротивление смесителя в данном примере будет равно $1\,000/0{,}5^2 = 4\,000$ *ом*.

Результирующее сопротивление контура R'_p найдется из выражения

$$\frac{1}{R'_p} = \frac{1}{9\,000} + \frac{1}{4\,000} + \frac{1}{R_p}.$$

На частоте 88 *Мгц* $R'_p = 1\,780$ *ом*, а на частоте 104 *Мгц* 1 890 *ом*.

Результирующая добротность контура ($Q' = \omega C R'_p$) на частоте 88 *Мгц* равна 35,8, а на частоте 104 *Мгц* 32,0.

Полоса пропускания контура при резонансе $\left(2\Delta f = \frac{f_c}{Q'}\right)$ на частоте 88 *Мгц* равна 2,46 *Мгц*, на частоте 104 *Мгц* 3,25 *Мгц*.

Усиление каскада, определяемое по формуле $0{,}5\,SR'_p$, на частоте 88 *Мгц* будет равно 5,34, а на частоте 104 *Мгц* 5,67.

Входное сопротивление усилителя высокой частоты, определяемое по формуле

$$Z_{вх} = \frac{R_i + R'_p}{1 + \mu},$$

на частоте 88 *Мгц* будет равно 189 *ом*, а на частоте 104 *Мгц* 191 *ом*.

Если точку отвода на анодном контуре УВЧ сдвигать еще дальше от анода, то усиление каскада начнет уменьшаться. Избирательность при этом будет по-прежнему улучшаться, но это улучшение не будет, однако, настолько большим, чтобы обеспечить избирательность усилителя относительно соседних каналов. Так, если точка отвода расположена на четверти длины катушки (от ее верхнего конца), усиление будет равно 4,98 на частоте 104 *Мгц* и 4,63 на частоте 88 *Мгц*. Ширина полосы пропускания будет равна 1,89 *Мгц* на частоте 88 *Мгц* и 2,46 *Мгц* на частоте 104 *Мгц*

В случае отпайки вывода от центра анодной катушки УВЧ входное сопротивление каскада УВЧ на частоте 104 *Мгц* равно 191 *ом*. Следовательно, затухание, вносимое в антенный контур, будет очень большим и при фиксированной настройке контура антенную катушку следует настраивать на центральную частоту полосы. Во входном контуре целесообразно использовать катушку с отводом для антенны, обеспечивающую повышение сопротивления антенны в отношении 2,55 : 1. Это соответствует отношению витков 1,6 : 1.

В предыдущих разделах было указано, что при частотной модуляции обеспечивается прием гораздо более слабого сигнала, чем в случае амплитудной модуляции. Предельная чувствительность приемника определяется его собствен-

ными шумами независимо от наличия шумов от других источников. Следовательно, если поддерживать собственные шумы приемника на достаточно низком уровне, то можно обеспечить удовлетворительный прием и очень слабого сигнала. Из этого следует, что целесообразно обеспечить как можно больший коэффициент усиления УВЧ, так как при этом шумы, возникающие в смесительном каскаде, уже не будут иметь большого значения.

Смесительный каскад, собранный по простой схеме, создает нагрузку усилителю высокой частоты сопротивлением 1 000 *ом* и входной емкостью 30 *пф*.

При более тщательной разработке схемы смесителя можно добиться увеличения входного сопротивления этого каскада и, таким образом, уменьшить затухание, вносимое им в анодный контур усилителя высокой частоты. Осуществляя соответствующие изменения в схеме смесителя, мы понижаем одновременно уровень шумов этого каскада. Это снижение шумов происходит благодаря уменьшению сеточного тока смесителя. В гл. 3 будут более детально описаны указанные изменения схемы смесительного каскада, но здесь следует указать, что такой «улучшенный» смеситель имеет входное сопротивление порядка 10 000 *ом* (по сравнению с 1 000 *ом* при простой схеме). Величина входной емкости в практически используемых схемах смесителя имеет по-прежнему порядок 30 *пф*. Как и при простой схеме смесителя, наилучшие характеристики усилительного каскада получаются в случае, если смеситель присоединяется к отводу катушки анодного контура УВЧ. В практически используемых схемах этого типа наилучшим положением отвода является середина катушки.

Рассмотрим пример, соответствующий этому случаю. Лампа, используемая в этом примере, имеет те же характеристики, что и раньше.

Как и в предыдущем случае, требуемая емкость конденсатора настройки анодного контура равна 13,9 *пф*. Общая емкость колебательного контура равна на частоте 88 *Мгц* 36,4 *пф*, на частоте 104 *Мгц* 26,0 *пф*.

Индуктивность катушки колебательного контура равна 0,09 *мкгн*.

Резонансное сопротивление R_p катушки индуктивности и конденсатора равно на частоте 88 *Мгц* 4 970 *ом*, на частоте 104 *Мгц* 5 890 *ом*.

Сопротивление, вносимое в анодный контур УВЧ смесительным каскадом благодаря тому, что он соединяется

с отводом катушки, увеличивается до значения $10\,000/0{,}5^2 = 40\,000$ *ом*. Результирующее сопротивление контура определится из выражения

$$\frac{1}{R'_p} = \frac{1}{9\,000} + \frac{1}{40\,000} + \frac{1}{R_p}$$

и будет равно на частоте 88 *Мгц* 2 970 *ом*, на частоте 104 *Мгц* 3 270 *ом*.

Эффективная добротность контура, определяемая выражением

$$Q' = R'_p \omega C,$$

на частоте 88 *Мгц* равна 59,7, а на частоте 104 *Мгц* 55,6

Полоса пропускания анодного контура при резонансе $\left(2\Delta f = \frac{f_c}{Q'}\right)$ на частоте 88 *Мгц* равна 1,47 *Мгц* и на частоте 104 *Мгц* 1,84 *Мгц*.

Усиление каскада, измеренное между катодом и анодом лампы УВЧ, определяемое выражением

$$K = 0{,}5SR'_p,$$

на частоте 88 *Мгц* равно 8,91, на частоте 104 *Мгц* 9,81.

Входное сопротивление усилителя высокой частоты

$$Z_{вх} = \frac{R_i + R'_p}{1 + \mu}$$

на частоте 88 *Мгц* равно 210 *ом*, на частоте 104 *Мгц* 215 *ом*.

Если сопротивление антенной системы равно 75 *ом*, то необходимо, чтобы коэффициент трансформации антенной катушки был равен

$$n = \sqrt{\frac{215}{75}} = 1{,}7.$$

Рассмотренная схема усилителя высокой частоты имеет весьма хорошие характеристики при включении УВЧ в состав ЧМ приемника.

4. Другие типы УВЧ на триодах

Кроме схемы с заземленной сеткой, возможны и другие схемы триодных усилителей высокой частоты. Одна из таких схем показана на рис. 9. Эта схема в основном аналогична схеме с заземленной сеткой, однако в данном случае

сетка соединяется не с землей, а с одним концом катушки индуктивности входного контура, с землей же соединен отвод от катушки, сделанный ближе к ее сеточному концу. Такое заземление катушки увеличивает входное сопротив-

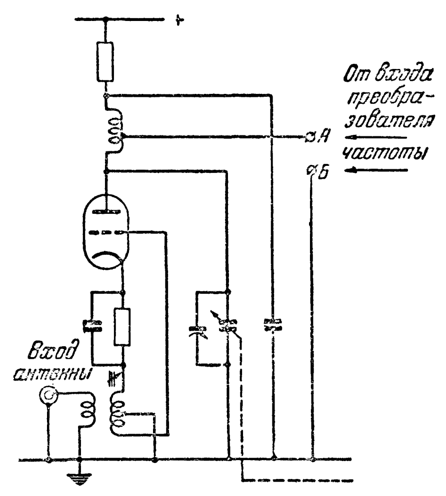


Рис. 9. Усилитель с заземленной сеткой с обратной связью.

ление усилительного каскада, что обеспечивает больший коэффициент передачи напряжения антенной катушки. Однако в этой схеме через катушку замыкается цепь обратной связи, и в случае, если эта цепь сделана недостаточно тщательно, в схеме возникают собственные колебания.

5. Усилитель высокой частоты по схеме с заземленным катодом

В схеме с заземленным катодом можно применить нейтрализацию (т. е. уничтожить при помощи обратной связи влияние на работу схемы емкости между выходом и входом лампы), в результате чего усилитель будет работать удовлетворительно. В этой схеме, показанной на рис. 10, анодная цепь аналогична анодной цепи в схеме усилителя с заземленной сеткой, но катод находится с точки зрения высокой частоты под потенциалом земли. Сопротивление и емкость в катодной цепи лампы предназначены, как обычно, для создания необходимого напряжения смещения, а сама

емкость эквивалентна на высокой частоте короткому замыканию, что предотвращает появление отрицательной обратной связи. В данном случае в антенный контур уже не вносится затухание, связанное с низким входным сопротивлением усилителя, как это было в схеме с заземленной сеткой. Антенная катушка шунтируется теперь как сопротивлением антенны, так и сопротивлением сеточной цепи лампы. Входное сопротивление лампы на низких частотах является очень высоким, но на частотах свыше 30 *Мгц* оно уже до-

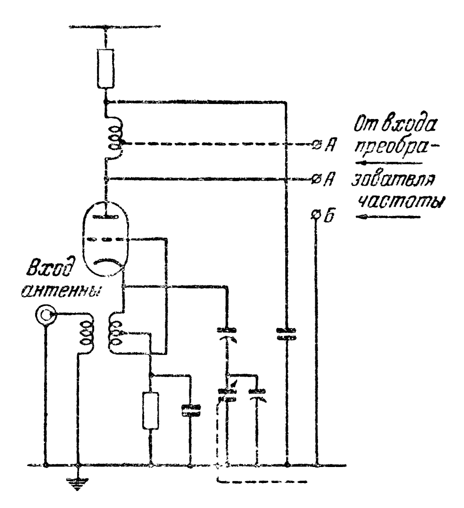


Рис. 10. Усилитель высокой частоты с нейтрализацией.

статочно мало и играет важную роль при расчете схемы. Величина входного сопротивления будет различна для ламп разных конструкций, однако с увеличением частоты, подаваемой на лампу, входное сопротивление будет уменьшаться во всех случаях. Величина этого сопротивления обратно пропорциональна квадрату рабочей частоты.

На частоте 90 *Мгц* триод имеет входное сопротивление около 4 000 *ом*. Такое низкое сопротивление связано с тем обстоятельством, что для пролета электронов от катода лампы к ее аноду необходимо некоторое время. С увеличением рабочей частоты длительность одного периода приложенного высокочастотного напряжения становится сравнимой со временем, затрачиваемым электроном на пролет от катода через сетку к аноду. В результате этого с увеличением частоты входное сопротивление лампы будет умень-

шаться. Более детальное объяснение этого явления приводится во многих технических книгах.

В практически используемых схемах влияние входного сопротивления лампы сводится к шунтированию колебательного контура, в данном частном случае — к шунтированию антенной катушки индуктивности. Рассмотрим теперь параметры такой схемы, чтобы проиллюстрировать то увеличение коэффициента усиления, которое получается при использовании этой схемы.

Пусть входное сопротивление лампы равно 4 000 *ом*. Паразитные емкости лампы и ламповой панельки, собственная емкость катушки контура и паразитные емкости, образованные соединительными концами схемы нейтрализации, будут равны 22,5 *пф*. Поскольку шунтирование входного контура усилителя на порядок меньше, чем шунтирование анодного контура, то, как следует из предыдущих расчетов, полоса пропускания этого контура будет слишком малой, чтобы перекрыть без перестройки всю полосу частот, используемую при ЧМ передачах. Как и в случае анодного контура с паразитными емкостями порядка 22,5 *пф*, здесь требуется конденсатор настройки с максимальной емкостью 14,9 *пф*. На частоте 104 *Мгц* общая емкость будет равна 26 *пф*, на частоте 88 *Мгц* 36,4 *пф*.

Резонансное сопротивление R_p входной цепи без лампы будет равно 4 970 *ом* на частоте 88 *Мгц* и 5 890 *ом* на частоте 104 *Мгц*. При включенной лампе результирующее сопротивление R'_p будет составляться из параллельного соединения сопротивлений R_p и R_i, которое в этом случае будет равно 4 000 *ом*. Поэтому на частоте 88 *Мгц* $R'_p = 2\,216$ *ом*, на частоте 104 *Мгц* $R'_p = 2\,386$ *ом*.

Результирующее резонансное сопротивление R'_p при присоединенной и согласованной антенне уменьшится вдвое. Обозначив его через R''_p, будем иметь: на частоте 88 *Мгц* $R''_p = 1\,108$ *ом*, на частоте 104 *Мгц* $R''_p = 1\,193$ *ом*.

Новое значение добротности при присоединенной и согласованной антенне, определяемое выражением $Q'' = \omega C R''_p$, будет равно на частоте 88 *Мгц* 22,3, на частоте 104 *Мгц*—20,2.

Ширина полосы пропускания контура при резонансе $\left(2\Delta f = \frac{f_c}{Q''}\right)$ на частоте 88 *Мгц* равна 3,95 *Мгц*, на частоте 104 *Мгц*—5,15 *Мгц*.

Среднее (в диапазоне 88 — 104 *Мгц*) значение результирующего резонансного сопротивления R'_p, полученного с учетом шунтирования контура входным сопротивлением лампы, но при отсоединенной антенне, равно 2 298 *ом*.

Для согласования входа приемника с 75-омной антенной и 75-омным коаксиальным фидером требуется антенная катушка индуктивности с коэффициентом трансформации

$$n = \sqrt{\frac{2\,298}{75}} = 5{,}54.$$

Таким образом, в данной схеме получается весьма значительный (по сравнению с величиной порядка 1,7 : 1 для схемы с заземленной сеткой) коэффициент передачи напряжения антенной катушки.

В рассмотренном примере усиление ВЧ каскада, измеренное между входом усилителя и сеткой смесителя с высоким входным сопротивлением (как указывалось в § 3 настоящей главы), будет равно:

Полное усиление $= n \cdot$ усиление усилителя.

На частоте 88 *Мгц* это усиление будет равно $5{,}54 \cdot 8{,}91 = 49{,}4$; на частоте 104 *Мгц* оно равно $5{,}54 \cdot 9{,}81 = 54{,}3$.

Все расчеты по определению необходимого коэффициента трансформации, потерь в контуре (шунтирования) и т. п. проводились при отсоединенной антенне. Это давало возможность определить необходимый коэффициент трансформации. Следует, однако, заметить, что во всех случаях напряжение будет трансформироваться в следующее число раз:

$$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\textit{полное сопротивление настроенного контура}}{\textit{полное сопротивление антенной системы}}}.$$

Таким образом, усиление в предыдущем примере при присоединенной антенне будет равно:

$$K = \frac{1}{2} n \cdot \text{усиление усилителя}.$$

На частоте 88 *Мгц* это усиление равно 24,7, на частоте 104 *Мгц* — 27,15.

Поскольку антенный колебательный контур имеет довольно высокую эффективную добротность, то для настройки его необходим конденсатор переменной емкости. Таким образом, для данной схемы требуется «строенный»

конденсатор: первая секция используется для настройки антенны, вторая — для настройки анодного контура и третья — для настройки гетеродина. Как правило, довольно трудно изготовить строенный конденсатор такой величины, какая требуется при ЧМ приеме, поэтому в рассматриваемой схеме с заземленным катодом целесообразнее обойтись без настройки антенны. Это можно осуществить различными способами. Так, если антенный контур нагружен на соответствующее сопротивление, то эффективная добротность контура уменьшится до такой величины, которая позволит без перестройки контура перекрыть весь диапазон частот, используемых при ЧМ передачах. При этом колебательный контур настраивается на среднюю частоту диапазона. Такое загрубление контура, конечно, уменьшает усиление каскада по сравнению со случаем, когда используется антенный контур с переменной настройкой.

Добротность, необходимая для перекрытия полосы частот 88—104 *Мгц* (т. е. полосы частот шириной 16 *Мгц*), равна:

$$Q'' = \frac{f_c}{2\Delta f} = \frac{95}{16} = 5{,}9.$$

Если в контуре не используется конденсатор настройки, то минимальная емкость контура может быть уменьшена. Однако применение схемы нейтрализации ограничивает минимальную емкость, к которой можно свести паразитную емкость контура. В практически реализуемых схемах ее можно довести до величины порядка 9,5 *пф*.

Необходимая в данном примере величина индуктивности равна:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{(2\pi 95\cdot 10^6)^2\cdot 9{,}5\cdot 10^{-12}}\ гн = 0{,}295\ мкгн.$$

Добротность нешунтируемой катушки индуктивности Q при подключении к катушке входного сопротивления лампы $R_{вх}$ уменьшается. В этом случае она становится равной

$$Q'' = \frac{1}{(1\,(Q) + (\omega L/R_{вх})}\,. \tag{5}$$

Считая, что добротность нешунтированной катушки равна 100, а $R_{вх} = 4\,000$ *ом*, получим:

$$Q'' = \frac{1}{10^{-2} + (2\pi 95\cdot 10^6\cdot 0{,}295\cdot 10^{-6}/4\cdot 10^3)} = 18{,}5.$$

Добротность при присоединенной антенне должна равняться 5,9, а при отключенной антенне

$$Q' = 2 \cdot 5{,}9 = 11{,}8.$$

Таким образом, фактическую действующую добротность Q'' необходимо уменьшить до значения Q'. Для этого необходимо шунтировать контур добавочным сопротивлением R_x, определяемым из выражения

$$R_x = \frac{\omega L Q' Q''}{Q'' - Q'}. \qquad (6)$$

В данном примере $R_x = 5\,740$ *ом.*

Для согласования 75-омной антенны необходимо, чтобы она подсоединялась к отводу катушки. Требуемый для этого согласования коэффициент трансформации равен:

$$n = \sqrt{\frac{\omega L Q'}{75}} = \sqrt{\frac{2\pi 95 \cdot 10^6 \cdot 0{,}295 \cdot 10^{-6} 11{,}8}{75}} = \sqrt{\frac{2\,077}{75}} = 5{,}26. \qquad (7)$$

Следовательно, в данном случае можно получить больший коэффициент трансформации, чем при усилителе с заземленной сеткой без дополнительного конденсатора настройки. Коэффициент передачи напряжения антенной катушки на частотах 88 и 104 *Мгц* составляет лишь 71% усиления на средней частоте рабочего диапазона.

К сожалению, усилители этого типа имеют ряд недостатков, препятствующих их широкому использованию в радиовещательных приемниках. Во-первых, в них необходимо применение схемы нейтрализации, что нелегко сделать при массовом производстве. Во-вторых, если настройка анодного контура производится не при помощи одной из секций строенного конденсатора, то усиление этой схемы мало увеличивается по сравнению с усилением схемы с заземленной сеткой. В-третьих, излучение гетеродина оказывается значительно бо́льшим, чем при использовании усилителя с заземленной сеткой.

6. Пентодные усилители высокой частоты

В качестве лампы в каскаде усилителя высокой частоты для частот порядка 100 *Мгц* можно вместо триодов использовать пентоды (рис. 11). При этом следует выбирать пентоды, характеристики которых подобны характеристикам

телевизионных пентодов, а именно пентоды с большой крутизной, малой емкостью между анодом и управляющей сеткой и большим входным сопротивлением.

В усилителе этого типа шунтирование анодного колебательного контура будет меньше, чем в схеме с триодом, благодаря весьма большой величине R_i пентода. У пентодов, используемых в телевидении, величина емкости между анодом и управляющей сеткой достаточно мала, так что

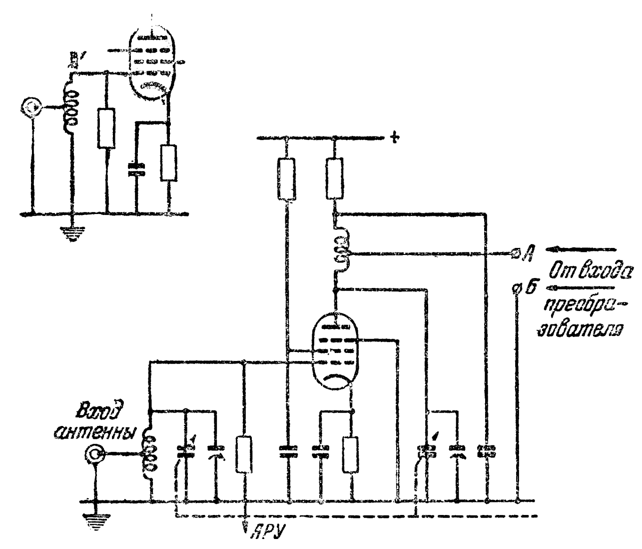


Рис. 11. Пентодный усилитель высокой частоты. Вверху слева показана вторая разновидность схемы широкополосного антенного контура.

в схеме УВЧ с таким пентодом обратная связь будет меньше, а вместе с нею уменьшится и излучение гетеродина. Поэтому при использовании в ЧМ приемнике пентодного усилителя высокой частоты излучение гетеродина становится значительно меньшим, чем при использовании усилителя с заземленной сеткой.

Крутизна характеристики пентодов примерно на 10% больше, чем у триодов; это обеспечивает дополнительное повышение усиления каскада. Входное сопротивление пентода достаточно велико и сравнимо по величине с входным сопротивлением триодного усилителя с заземленным катодом, так что в антенном колебательном контуре можно использовать больший коэффициент трансформации. Это

означает, что антенный контур должен настраиваться, чтобы перекрыть весь требуемый диапазон 88—104 *Мгц*.

Пентодный усилитель высокой частоты фактически имеет лучшие характеристики, чем триодный усилитель с заземленным катодом, и в то же время его конструкция проще, так как для него не требуется схема нейтрализации. Использование пентода в качестве усилителя высокой частоты в ЧМ приемнике со средней или высокой чувствительностью дает известные преимущества. Однако применение пентодного УВЧ в приемниках с очень высокой чувствительностью имеет и свои недостатки. Основным из них является высокий уровень шумов пентода по сравнению с триодом. Вообще говоря, имеются и малошумящие пентоды, использование которых в ЧМ приемниках было бы весьма целесообразным. Однако обычно лучшие результаты с точки зрения низкого уровня шумов получаются в триодных усилителях.

Наиболее распространенной лампой для первых каскадов ЧМ приемников является двойной триод, так как он обеспечивает достаточное усиление высокой частоты, как это было показано в предыдущих разделах, а его вторая половина может быть использована в качестве смесительной лампы. Если же для усиления высокой частоты используется пентод, то для смесительного каскада необходима дополнительная лампа. На экранную сетку пентода необходимо, кроме того, подавать высокое напряжение и обеспечивать тщательную ее развязку. Это означает, что в данной схеме требуется ряд дополнительных элементов. В то же время, как будет показано дальше, пентодный усилитель высокой частоты имеет много достоинств и сравнительно мало недостатков.

Настройка антенной катушки обычно производится путем изменения магнитной проницаемости сердечника катушки. Такая настройка приводит также к улучшению характеристик усилителя.

Обычно в приемниках применяются строенные магнетитовые сердечники, механически связанные между собой для обеспечения одновременной настройки различных цепей. Выше на примере усилителя с заземленным катодом было показано, что коэффициент передачи напряжения реальной антенной катушки индуктивности может быть полностью реализован только в случае перестраиваемого контура. При этом, поскольку возможный коэффициент трансформации антенной катушки зависит от ее индуктив-

ности, целесообразно уменьшить емкость контура, что позволит использовать катушку с большей индуктивностью, которую можно настраивать на требуемую частоту. Магнитная настройка позволяет иметь в каждом контуре постоянное значение емкости, в то время как индуктивность будет увеличиваться с уменьшением рабочей частоты.

В приемниках с магнитной настройкой обычно один сердечник используется для настройки антенного контура, второй — для настройки анодного контура и третий — для настройки контура гетеродина. Если в целях экономии желательно ограничиться только двумя сердечниками, то антенный контур следует зашунтировать сопротивлением и оставить без настройки. Такое шунтирование антенного контура уже рассматривалось на примере триодного УВЧ с заземленным катодом. Необходимые расчеты проводятся аналогичным образом. Антенные контуры в обеих схемах по существу идентичны, только в случае пентодного усилителя отпадает необходимость в нейтрализации, поскольку паразитная емкость сетка — анод в этом случае весьма мала. Отсутствие схемы нейтрализации приводит к уменьшению входной емкости, но так как большинство пентодов с большой крутизной имеет более высокую входную емкость, чем триоды, то это уменьшение емкости не очень существенно.

На практике анодную цепь пентодного усилителя рассчитывают так же, как и в случае триода. В примерах для триодных усилителей высокой частоты R_i было взято равным 9 000 *ом*. Это сопротивление рассматривалось как включенное параллельно входному сопротивлению смесителя. В пентодной схеме R_i имеет гораздо бóльшую величину и, следовательно, при расчете его можно не учитывать. Получающаяся за счет этого ошибка будет очень малой. При увеличении R_i:

1) увеличивается величина R'_p и, следовательно, усиление каскада высокой частоты;

2) увеличивается избирательность усилителя благодаря увеличению действующей добротности контура Q'.

Коэффициент усиления пентодного усилителя определяется выражением

$$K = SR'_p,$$

где R'_p — результирующая анодная нагрузка;
S — крутизна ламповой характеристики, *а/в*.

Средний коэффициент усиления телевизионных пентодов равен примерно 10—15 в случае, если после усилителя стоит смеситель со входным сопротивлением 10 000 *ом*. Этот коэффициент усиления следует умножить на коэффициент передачи напряжения антенной катушки.

Далее будет показано, что использование пентода позволяет получить хорошие характеристики усилителя. Пентод, используемый в этом примере, имеет характеристики, подобные характеристикам телевизионного пентода. В малошумящем пентоде крутизна, вообще говоря, будет меньше, так что усиление лампы, измеренное между сеткой и анодом, в этом случае будет также меньшим. Однако при этом и затухание, вносимое в антенный контур, уменьшится, что позволит реализовать в антенной катушке бо́льшую добротность.

7. Конструкция УВЧ

Индуктивности, используемые в усилителях высокой частоты и применяемые при ЧМ приеме, имеют очень малую величину. В связи с этим индуктивность проводников, соединяющих их с другими деталями схемы, может составлять довольно высокий процент общей индуктивности схемы. На характеристики усилителя может также значительно влиять качество заземления различных элементов схемы. Точный анализ схемы еще более усложняется тем обстоятельством, что характеристики лампы изменяются при повышении рабочей частоты.

Как уже указывалось выше, на параметры схемы сильно влияет время пролета электронов. Поэтому приведенные выше примеры предназначены лишь для выбора соответствующей схемы. Эти примеры позволяют также выбрать электрические характеристики различных элементов схемы и отрегулировать ее, если это будет необходимо.

Первое правило, которым надо руководствоваться при реализации всех высокочастотных схем, заключается в том, чтобы все соединительные проводники между отдельными деталями были как можно короче и чтобы используемый монтажный провод был достаточно толстым (диаметром не менее 0,9 *мм*).

Все изоляционные материалы должны быть высокого качества, поскольку необходимо все потери, особенно в цепях смесителя и гетеродина, свести к минимуму. Кроме того, использование в схеме гетеродина низкосортного материала приводит к значительному ухудшению стабильности частоты при колебаниях температуры. Наилучшие ре-

зультаты получаются при использовании керамических каркасов катушек и ламповых панелек. Существуют также пластмассы, разработанные специально для использования на высоких частотах, например полистирол. Если для каркаса катушек используется такая пластмасса, то катушки после намотки можно залить тем же материалом. Постоянные конденсаторы, используемые в таких схемах, должны иметь очень малую паразитную индуктивность. Как правило, стандартные бумажные безындуктивные конденсаторы в данном случае не подходят. Существуют специально разработанные металлизированные бумажные конденсаторы, в которых остаточная индуктивность уменьшена до весьма малой величины.

В большинстве высокочастотных каскадов можно использовать маленькие четвертьваттные и полуваттные угольные сопротивления. Кое-где применяются проволочные сопротивления, и в этом случае индуктивность таких сопротивлений используется в качестве высокочастотных дросселей. Поэтому, собирая такие схемы, следует отобрать проволочные сопротивления определенного типа, которые имеют нужную величину полного сопротивления. Это связано с тем, что если при замене проволочного сопротивления в работающей схеме требуется сохранить первоначальные характеристики схемы, то необходимо использовать сопротивление того же типа.

Переменные конденсаторы также имеют паразитную индуктивность, которая может привести к резонансу на рабочей частоте схемы. Поэтому для работы на высоких частотах выгодны лишь очень высококачественные переменные конденсаторы. В приемниках, предназначенных для приема как амплитудно-, так и частотно-модулированных сигналов, конденсаторы малой емкости, используемые при ЧМ приеме, следует устанавливать на одной оси с большими конденсаторами, применяемыми при приеме амплитудно-модулированных сигналов.

По конструкции такие конденсаторы подобны конденсаторам, используемым в приемниках с растянутыми диапазонами. Коротковолновые «растянутые» секции таких конденсаторов используются в качестве переменных конденсаторов при ЧМ приеме. Для уменьшения индуктивности вращающихся соединений обычно устанавливают дополнительные контактные пластинки. Иногда весь конденсатор для уменьшения излучения гетеродина закрывают экраном. Обычно же такого экрана не требуется.

Если применяется экранировка ламп, то следует обеспечить надежный контакт экрана с шасси, так как плохо заземленный экран может привести к значительному повышению уровня шумов. При экранировании ламп может измениться емкость схемы. Это особенно важно иметь в виду в отношении гетеродинной лампы, так как здесь съемный ламповый экран может в заметной степени изменять частоту гетеродина. Поэтому все части схемы следует подвергнуть механическому испытанию.

Следует учитывать также ряд других обстоятельств. Так, если конденсатор настройки соединяется не с выводом ламповой панельки, а с концом катушки, соединенным с тем же выводом, то это эквивалентно соединению конденсатора с отводом катушки, поскольку соединительный проводник представляет собой на высокой частоте некоторую индуктивность. В результате происходит ограничение диапазона настройки.

Если при настройке усилителей, работающих на этих высоких частотах, используются переключатели, то большое внимание следует уделить обеспечению хорошей «стабильности» переключений. Контакты и вращающиеся части переключателя могут иметь довольно заметную индуктивность. Поэтому если движущиеся части переключателя после каждого переключения не возвращаются точно в прежнее положение, то индуктивность схемы может заметно изменяться.

8. Настройка УВЧ

При настройке усилителя высокой частоты следует принять все меры предосторожности с тем, чтобы присоединение к УВЧ измерительной аппаратуры не изменяло условий его работы. Все настройки усилителя, за немногими исключениями, лучше всего проводить, когда усилитель еще не соединен с остальными каскадами приемника. Все последующие каскады приемника, например усилитель промежуточной частоты, можно считать отсоединенными от УВЧ, если накоротко замкнуть одну или обе обмотки трансформатора промежуточной частоты. При таком способе выключения напряжение питания, подводимое к УВЧ во время испытания, будет иметь такую же величину, как и при работе всего приемника в целом.

Первая задача, возникающая при настройке каскада высокой частоты, заключается в выборе подходящего прибора для измерения напряжения сигнала на выходе этого

каскада. Существуют ламповые вольтметры, которые могут работать и на этих высоких частотах и в то же время имеют весьма малую входную емкость (порядка 1,0—1,5 *пф*), однако применение каких-либо внешних измерительных приборов изменяет в некоторой степени рабочие условия УВЧ. Поэтому наиболее целесообразный способ, который, кстати сказать, дает хорошие результаты, заключается в использовании в качестве лампового вольтметра каскада преобразования частоты. При этом в схему не вносится никаких дополнительных элементов, так что обычные рабочие условия усилителя сохраняются полностью. Смеситель при этом работает, как обычно, но в некоторой точке сопротивления утечки делают отвод, к которому подключается осциллограф. Например, если сопротивление утечки смесительной лампы равно 100 *ком*, то его можно заменить двумя последовательно соединенными сопротивлениям по 47 *ком*, а в точке соединения включить катодный осциллограф. При этом участок лампы сетка — катод будет работать в качестве диодного вольтметра.

При отсутствии катодного осциллографа последовательно с сопротивлением утечки можно включить высокочувствительный микроамперметр. В этом случае сигнал высокой частоты, подаваемый на вход усилителя от сигнал-генератора, не надо модулировать, в то время как при использовании осциллографа следует применить низкочастотную амплитудную модуляцию выходного напряжения этого генератора. Применение катодного осциллографа имеет заметные преимущества по сравнению с использованием микроамперметра, поскольку осциллограф позволяет легко видеть различные неравномерности выходного напряжения усилителя, например кратковременные изменения частоты радиосигнала, возникающие при низкочастотной модуляции и связанные с наличием обратных связей в усилителе, и т. п.

Когда настроенный антенный контур достаточно широкополосен, как, например, в схеме с заземленной сеткой, то сигнал-генератор можно присоединять прямо к антенной фишке. Как правило, на конце фидера, идущего от сигнал-генератора, включают соответствующее нагрузочное сопротивление и подают высокочастотный сигнал прямо на входной электрод лампы. Затем, чтобы обеспечить перекрытие необходимого диапазона частот, следует соответствующим образом настроить различные подстроечные конденсаторы и индуктивности.

При всех этих регулировках необходимо тщательно следить за тем, чтобы в пределах требуемого диапазона частот не имели место «мертвые» зоны, т. е. участки диапазона, на которых усиление каскада резко снижается. Ширина полосы пропускания каскада должна несколько превышать ширину требуемого диапазона частот, т. е. должна охватывать также несколько более высокие и несколько более низкие частоты с тем, чтобы не допустить появления «мертвых» зон на краях рабочего диапазона. Появление этих «мертвых» зон связано с теми элементами схемы, которые образуют контур, резонирующий на этой частоте. Например, проводники, подводящие напряжение накала, могут вместе с паразитной емкостью между ними образовать контур, резонансная частота которого лежит внутри рабочего диапазона. Такие «паразитные» колебательные контуры отбирают энергию на своей резонансной частоте, что приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления на этой частоте.

В некоторых типах цилиндрических бумажных конденсаторов имеется заметная паразитная индуктивность, которая приводит к образованию контура с резонансной частотой, лежащей в пределах рабочего диапазона. Поэтому если такой конденсатор использовать в анодном колебательном контуре, то могут получиться плохие результаты.

Следует отметить, что «мертвые» зоны могут вызываться также гармониками, генерируемыми в усилителе промежуточной частоты, или гармониками на промежуточной частоте, генерируемыми в ЧМ детекторе, которые проникают в каскад высокой частоты. Последнее обстоятельство является одной из причин, в силу которых коэффициент усиления и другие характеристики различных каскадов лучше всего определять для каждого каскада в отдельности.

Положение отводов, в частности положение отвода, соединяющего УВЧ со смесительным каскадом, следует подбирать уже после настройки усилителя, когда его полоса пропускания перекрывает весь диапазон рабочих частот. Если в дальнейшем изменяется какой-либо элемент цепи сигнала, то необходима дополнительная регулировка полосы усилителя.

Если в качестве лампового вольтметра используется смесительная лампа, то коэффициент усиления каскада высокой частоты можно измерить непосредственно. При этом смеситель необходимо предварительно откалибровать по

какому-либо известному источнику напряжения. При такой калибровке следует применять сигнал-генераторы, которые перекрывают весь диапазон частот, используемый для ЧМ радиовещания, и дают достаточное напряжение на выходе.

Достаточно точную калибровку смесителя можно провести также при помощи параллельно включенного откалиброванного лампового вольтметра. Подключение внешнего измерительного прибора, конечно, в известной степени нарушает работу схемы, но не сказывается на калибровке. В большинстве схем смесительная лампа, используемая в качестве вольтметра, имеет почти квадратичную характеристику. Чаще всего при калибровке смесителя на его вход подают высокочастотный сигнал со среднеквадратичным значением 0,25 *в* и замечают соответствующие показания индикаторного прибора на выходе смесителя.

Если в качестве индикаторного устройства используется катодный осциллограф, то следует поддерживать постоянную глубину модуляции высокочастотного сигнала. Наиболее удобная глубина модуляции равна примерно 50%.

Для достаточно точного измерения ширины полосы пропускания следует установить такую величину входного сигнала, которая соответствовала бы некоторому определенному показанию выходного прибора. После этого входной сигнал увеличивают на 3 *дб* и добиваются первоначального показания выходного индикаторного прибора, изменяя для этого частоту настройки усилителя в обе стороны от центральной частоты. Две частоты, при которых показания выходного прибора становятся равными первоначальному, и определяют границы полосы пропускания усилителя. Как уже указывалось, усилители имеют слишком широкую полосу пропускания, что не позволяет эффективно подавить сигналы соседних каналов. Однако измерение полосы пропускания наряду с измерением коэффициента усиления позволяет определить, обладает ли усилитель наилучшими характеристиками.

Для подавления помех по зеркальному каналу необходима достаточная избирательность. Обычно считают, что требуется ослабление этих помех не менее чем на 40 *дб*. Измерение избирательности усилителя по отношению к помехам по зеркальному каналу можно провести аналогично, с той разницей, что входной сигнал надо увеличить по крайней мере в 100 раз (на 40 *дб*), после чего определить частоты, на которых сигнал на выходе смесителя принимает первоначальную величину.

Нередко случается, что коэффициент усиления каскада на некоторых частотах внутри диапазона настройки усилителя значительно больше среднего значения по диапазону. Поэтому для получения надежных результатов необходимо дополнительно исследовать характеристики усилителя на этих частотах. Такое местное повышение коэффициента усиления связано с наличием на этих частотах обратной связи. Если обратная связь достаточно велика, то усилитель может возбудиться. Возникновение обратной связи на некоторой частоте внутри диапазона настройки может происходить вследствие, например, того, что проводники, соединяющие лампу с развязывающим конденсатором, имеют значительную длину. Если обратная связь не слишком велика, чтобы перекрыть потери в контуре, то в результате получается увеличение коэффициента усиления. Может возникнуть также и отрицательная обратная связь. В любом случае для устранения обратной связи необходимо улучшить монтаж, изменить расположение деталей и точек заземления или применить более эффективную экранировку.

Для обеспечения удовлетворительной работы усилителя следует уделить внимание также и антенной цепи. Во-первых, необходимо правильно настроить антенный контур. Если в системе применяется плавная настройка, то этот контур следует согласовать с анодным контуром. После правильной настройки антенного контура следует уделить особое внимание стабильности схемы. При использовании обратной связи этот контур может обеспечить известное усиление сигнала. Величина обратной связи ограничивается условием стабильности схемы. На следующем этапе производится выбор правильного соединения антенны с настроенным контуром, для того чтобы обеспечить правильное согласование входных цепей с применяемой антенной системой. Плохое согласование приводит к потерям при преобразовании сигнала, передаваемого из антенны. Кроме того, при этом в линии передачи между антенной и приемником получается большой коэффициент стоячей волны, в результате чего происходит дальнейшее ослабление сигнала. Для уменьшения коэффициента стоячей волны необходимо иметь возможность измерять его. Для этого можно использовать любой из известных методов. Ниже будут описаны два метода, которые дают достаточно хорошие результаты. Второй из этих методов обеспечивает, вообще говоря, несколько лучшие результаты, но требует больше аппаратуры.

Первый метод заключается в следующем. Если параллельно входу приемника включить безындуктивное сопротивление, равное по величине входному сопротивлению приемника, то происходит уменьшение сигнала на выходе приемника и для получения прежнего значения выходного сигнала необходимо удвоить мощность, подаваемую на вход приемника. На практике для этой цели применяется ослабитель, собираемый по схеме, приведенной на рис. 12. В нем можно использовать небольшие безындуктивные угольные сопротивления, причем соединительные проводники между ними должны быть короткими. Сопротивление R_1 имеет величину, согласующуюся с выходным сопротивлением сигнал-генератора, и является нагрузкой соединительного кабеля. Сопротивление R_2 имеет величину порядка 1 000 *ом*. При большей величине этого сопротивления стало бы заметным влияние паразитных емкостей. При проведении эксперимента сопротивление R_3 сначала отключают от схемы. Затем на ослабитель подается некоторое напряжение с сигнал-генератора и замечается величина выходного сигнала в сеточной цепи смесителя. Если антенный контур обладает значительной избирательностью, то целесообразно проверить настройку каждого каскада, участвующего в измерениях. Величина R_3 должна равняться входному сопротивлению приемника, с которым проводилось согласование сопротивления антенного контура. После включения этого сопротивления выходное напряжение сигнал-генератора следует увеличить на 6 *дб* (в 2 раза). Если при этом первоначальное выходное напряжение не изменится, то это означает, что величина R_3 равна входному сопротивлению приемника.

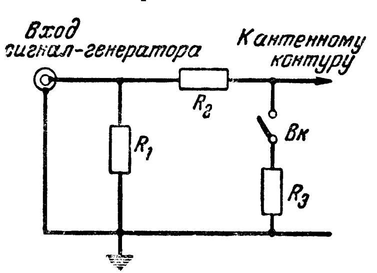


Рис. 12. Ослабитель, применяемый для измерения входного сопротивления антенного контура.

Аналогично можно определить входное сопротивление антенной катушки между любыми отводами. Для этого необходимо в схему ослабителя включать различные величины R_3, обеспечивающие неизменность сигнала на выходе усилителя при включении этого сопротивления и увеличении входного напряжения в 2 раза.

Как будет показано ниже, для получения оптимального

отношения сигнал/шум иногда полезно использовать в антенном контуре связь выше критической. При этом правильное согласование антенны с антенным контуром обеспечит характеристику, если и не совсем оптимальную, то во всяком случае весьма близкую к ней. Если экспериментатор не располагает средствами, необходимыми для измерения отношения сигнал/шум, то практически будет очень трудно определить требуемое превышение степени связи над критическим значением.

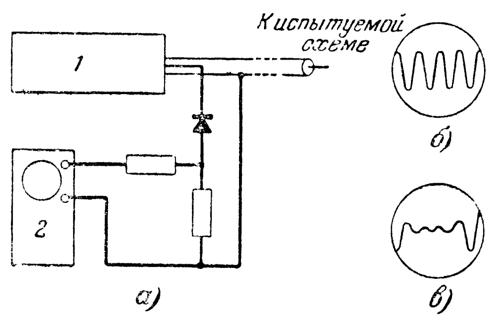


Рис. 13.

а — настройка антенного контура с помощью генератора качающейся частоты (*1*) и катодного осциллографа (*2*); *б* — осциллограмма при ненагруженном или закороченном фидере; *в* — осциллограмма при соединении фидера с настроенным входным контуром приемника.

Второй метод настройки контура связан с использованием аппаратуры, показанной на рис. 13. Генератор качающейся частоты должен обеспечить достаточное напряжение высокой частоты, действующее значение которого должно равняться по крайней мере 0,25 *в*. Качание частоты должно быть не меньше 20 *Мгц*, и частота при этом должна лежать в требуемом диапазоне. Генератор качающейся частоты соединяется с испытываемой схемой посредством фидера длиной не менее 30 *м*, имеющего соответствующее волновое сопротивление. На конце фидера, присоединенном к генератору качающейся частоты, устанавливается диодный детектор. Наиболее удобным детектором является в этом случае германиевый диод. Схема такого соединения показана на рис. 13,*а*.

Если фидер нагрузить на сопротивление, равное его волновому сопротивлению, то в нем не будут устанавливаться стоячие волны и на экране катодного осциллографа

будет видна прямая линия. Поэтому после подготовки приборов целесообразно для контроля нагрузить фидер сначала согласованным сопротивлением, так как у фидера низкого качества волновое сопротивление может отличаться от номинального значения на довольно значительную величину. Этот эксперимент показывает также, влияет ли на работу выходного каскада генератора качающейся частоты включение диодного детектора.

После подключения фидера к настроенному контуру испытываемого усилителя осциллограммы стоячих волн будут иметь вид, показанный на рис. 13,*б* или *в*. На рис. 13,*в* видно, что в центре развертки нет стоячих волн. Это означает, что в этом диапазоне частот антенный контур настроен и правильно нагружает фидер. По обе стороны от этого диапазона антенный контур рассогласован. Диапазон, в котором имеется правильное согласование, покрывает довольно широкую полосу частот. Если каким-то образом сделать антенный контур более избирательным и соответствующим образом согласовать его с кабелем, то эта полоса частот будет у́же. В правильно настроенной схеме с заземленной сеткой диапазон хорошего согласования заполняет всю требуемую полосу частот. Как видно из предыдущих разделов, полоса пропускания такой цепи, действительно, очень широка.

При этом испытании необязательно полностью устранить стоячие волны. После того как цепь настроена и получены результаты, конец фидера, который подключен к антенной фишке приемника, следует замкнуть накоротко. В этой точке амплитуда стоячей волны на экране катодного осциллографа будет иметь заметную величину. После этого фидер снова размыкается и вновь измеряется амплитуда стоячей волны внутри требуемого диапазона частот. Если отношение амплитуд стоячих волн, измеренных на экране осциллографа, будет больше или равно 2 : 1, то согласование можно считать удовлетворительным.

Для получения более точных результатов следует обеспечить линейный режим работы диодного детектора во всем диапазоне используемых напряжений. Диодную цепь можно непосредственно встроить в схему генератора качающейся частоты, поскольку она не мешает его нормальной работе. Если выходное гнездо генератора зашунтировать нагрузочным сопротивлением соответствующей величины, то диод можно использовать также и для исследования зависимости выходного напряжения генератора от его рабочей часто-

ты. Хороший генератор качающейся частоты должен иметь постоянное напряжение на выходе во всем диапазоне частот, в пределах которого качается его рабочая частота.

Этот генератор можно использовать также и для различных других измерений с усилителем высокой частоты, которые были описаны ранее. При этом, как и при использовании сигнал-генератора, катодный осциллограф присоединяется к испытываемой точке в сеточной цепи смесителя. На экране катодного осциллографа будут наглядно видны любые отклонения характеристики от желаемой формы, которые должны подлежать исправлению. Поэтому при настройке и отладке усилителя весьма рекомендуется использовать генератор качающей частоты. При этом надо иметь в виду, что поскольку сеточная цепь смесителя имеет почти квадратичную характеристику, любые выбросы или неравномерности характеристики будут изображаться на экране осциллографа в несколько увеличенном виде.

Настроенный антенный контур может быть построен таким образом, что потребуется использовать симметричный входной фидер. В таких случаях симметричный вход нельзя получить путем использования простого отвода от настроенного контура. Удобнее всего для получения такого входа использовать отдельную катушку связи с антенной. Катушка должна иметь центральный отвод, который следует заземлить. Фидер соединяется с внешними концами катушки. Индуктивность антенной катушки сама по себе не имеет большого значения, но ее следует выбирать малой по сравнению с индуктивностью настраиваемой катушки. Необходимо также, чтобы резонансная частота антенной катушки не лежала в пределах требуемой полосы. Как правило, удовлетворительные результаты получаются в случае, когда катушка связи имеет в 2 раза меньше витков, чем настраиваемая. При включении антенны может возникнуть расстройка, связанная с паразитной емкостью между катушкой связи и настраиваемой катушкой. Чтобы избежать такой расстройки, катушку связи следует наматывать на заземляемом конце настраиваемой катушки.

Единственное ограничение, препятствующее использованию очень маленькой катушки связи, заключается в необходимости обеспечения достаточной связи между катушками. Использование, скажем, одного витка с центральным отводом может обеспечить достаточную с точки зрения линии передачи индуктивность, но величина взаимной индуктивности, необходимая для удовлетворения написанного

ниже уравнения, при этом не будет достигнута. Если M — взаимная индуктивность между катушкой связи с антенной и настроенным контуром, то

$$M = \frac{Z_{св}}{\omega} \sqrt{\frac{R_n}{Z_0}}; \quad Z_{св} = \sqrt{Z_0^2 + \omega^2 L_{св}^2},$$

где $Z_{св}$ — полное сопротивление катушки связи;

Z_0 — волновое сопротивление фидера;

$\omega = 2\pi f_0$;

f_0 — частота настройки вторичного настроенного контура;

R_n — сопротивление, включенное последовательно с колебательным контуром, которое учитывает все затухание, вносимое лампой и другими элементами схемы;

$L_{св}$ — индуктивность катушки связи.

Сопротивление потерь в параллельном колебательном контуре определяется выражением

$$\frac{\omega L}{Q} + \frac{\omega^2 L^2}{R},$$

где $\omega = 2\pi f_0$;

L — индуктивность настраиваемой катушки;

Q — добротность катушки при отсутствии затухания (добротность нешунтированной катушки);

R — параллельное шунтирующее сопротивление, вносимое лампой и другими элементами.

Первое слагаемое определяет собственное последовательное сопротивление колебательного контура.

После изготовления катушек их согласование можно проверить различными способами, описанными ранее. Согласование достигается изменением связи между двумя обмотками.

После согласования катушек легко проверить и симметричность схемы. Это делается следующим образом. Сначала сигнал-генератор присоединяют к схеме обычным способом (рис. 14,*а*). Для нагрузки входной цепи усилителя включаются два сопротивления R_2, а для нагрузки фидера от сигнал-генератора используется сопротивление R_1. После того как от сигнал-генератора будет подано высокочастотное напряжение известной амплитуды и записаны показания прибора на выходе усилителя, входную цепь приемника

изменяют в соответствии с рис. 14,*б*. Затем опять подают напряжение от сигнал-генератора и увеличивают его амплитуду до тех пор, пока не будет получено прежнее значение сигнала на выходе усилителя. Отношение двух напряжений на выходе сигнал-генератора, обеспечивающих одно и то же значение сигнала на выходе усилителя, характеризует степень симметричности схемы, так называемое «отношение симметричности к несимметричности». В качестве минимально используемого берется отношение, равное 60. При

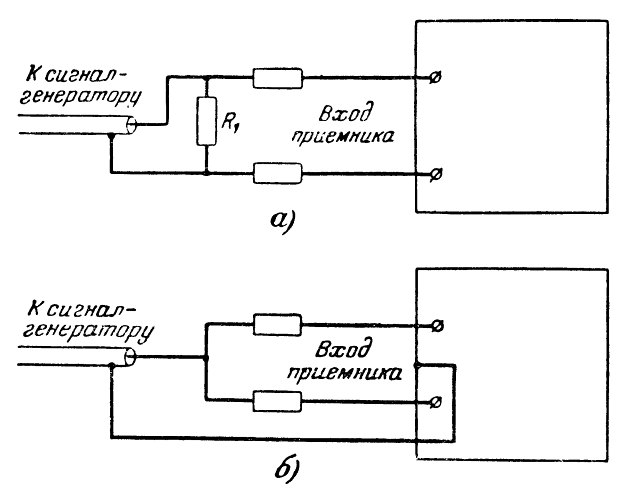


Рис. 14. Схема присоединения сигнал-генератора при испытании симметричности входных цепей приемника.

этом возникают трудности сбалансирования симметричного фидера у входных зажимов приемника, что объясняется наведением в нем паразитных сигналов. Весьма целесообразно также использовать электростатические экраны, но, как правило, они приводят к ухудшению характеристики антенного контура, в результате чего получается плохое отношение сигнал/шум.

Катушка связи изготовляется обычно следующим образом. Поверх настраиваемой катушки наматывается один слой изолированной медной фольги, которая заземляется. Поверх фольги наматывается катушка связи с антенной. Концы слоя медной фольги изолируются для предотвращения образования короткозамкнутых витков. При использовании катушки с отводом или катушки связи все длинные соединения между контуром и фишкой на задней панели

приемника следует выполнять при помощи фидера с соответствующим волновым сопротивлением.

Для настройки контура вместо конденсатора переменной емкости можно использовать магнетитовые сердечники, т. е. осуществить магнитную настройку. Существуют сердечники, обладающие на данных частотах низкими потерями. При магнитной настройке емкости контуров остаются постоянными на всех частотах рабочего диапазона. Как правило, при этом можно получить более высокое усиление. Магнетитовые сердечники обычно не улучшают добротности катушки, когда их магнитная проницаемость достаточно велика для обеспечения перекрытия требуемой полосы, но они позволяют получить постоянное усиление на всех частотах диапазона. Если антенный контур настраивается посредством подвижного сердечника, то катушку связи или отвод следует устраивать на том конце каркаса, в который входит сердечник. Это позволяет получить более постоянное согласование во всем диапазоне настройки.

До тех пор, пока не собраны все каскады приемника, невозможно измерить отношение сигнал/шум, поскольку для проведения таких измерений требуется значительное усиление сигнала. Конечно, для этой цели можно было бы использовать отдельный усилитель промежуточной частоты. Техника измерения будет одинаковой независимо от того, используется или нет дополнительный УПЧ. Поэтому методика измерения характеристик собственных шумов будет описана в гл. 4.

Последний эксперимент, который можно провести с приемником на данном этапе, — измерение излучения гетеродина. Как уже отмечалось, это излучение должно быть сведено к минимуму. Излучение гетеродина, создающее помехи другим приемным устройствам, может происходить или через приемную антенну и фидер, или прямо от приемника. В ряде стран существуют положения, определяющие допустимую степень мешающего излучения гетеродина. В этих странах установлены также методы измерения этого излучения. В число основных измерений входят:

а) измерение напряжения на частоте гетеродина, развиваемого на зажимах антенны;

б) измерение напряжения второй гармоники частоты гетеродина, развиваемого на зажимах антенны;

в) измерение прямого излучения от шасси.

Время от времени в эти инструкции вносятся поправки, учитывающие накопленный опыт, так что радиолюбитель

должен сам определить правильный метод измерения и величину допустимого излучения, принятые для данной страны. Если схема приемника и его конструктивное решение достаточно хороши, то можно одновременно удовлетворить всем требованиям любых стран.

Напряжение в зажимах антенны можно измерить двумя способами:

1) при помощи специального приемника, который измеряет напряжение гетеродина на зажимах антенны, а затем

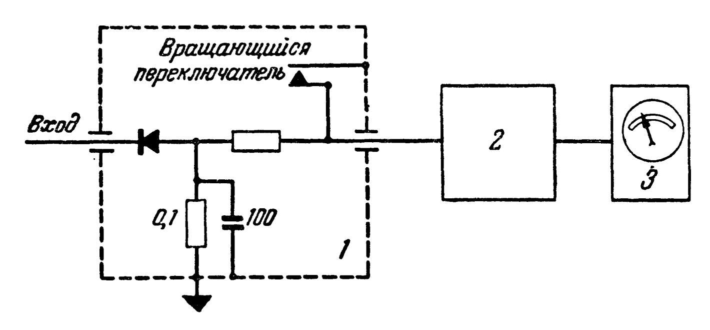


Рис. 15. Прерыватель для измерения излучения гетеродина на антенных зажимах приемника.

1 — экран; 2 — усилитель низкой частоты; 3 — выходной измерительный прибор.

калибруется в микровольтах при помощи сигнал-генератора;

2) при помощи устройства с прерывателем, конструкция которого показана на рис. 15.

Первый метод дает наиболее удовлетворительные результаты, особенно если применяется приемник прямого усиления. В супергетеродинном же приемнике изменения в величине сигнала при преобразовании частоты могут привести к ошибкам. В приемнике необходимо иметь регулятор чувствительности, независимый от величины входного сигнала. Для этих измерений был сконструирован приемник прямого усиления с плавной магнитной настройкой. Диапазон настройки охватывал частоты 50—280 *Мгц*. Входной каскад был собран по схеме с заземленной сеткой; за ним следовал четырехкаскадный пентодный усилитель высокой частоты. За кремниевым диодным выпрямителем следовал усилитель постоянного тока. С ростом частоты коэффициент усиления этого приемника уменьшался значительно больше, чем в случае супергетеродина. Однако даже на частоте

280 *Мгц* приемник позволял легко измерить сигналы напряжением 30 *мкв.*

Напряжение на зажимах антенны измерялось следующим образом. Вход приемника прямого усиления соединялся с антенной фишкой испытываемого ЧМ приемника. ЧМ приемник настраивался на наинизшую частоту своего рабочего диапазона, после чего проводилась настройка приемника прямого усиления, который принимал сигналы местного гетеродина ЧМ приемника. Далее, ручной регулировкой чувствительности приемника прямого усиления устанавливалась на шкале выходного прибора удобная для отсчета величина напряжения усиленного сигнала. После этого вместо испытываемого ЧМ приемника ко входу приемника прямого усиления подключался сигнал-генератор. После установки требуемой частоты выходное напряжение сигнал-генератора регулировалось так, чтобы получилось то же показание прибора в приемнике прямого усиления. Такая калибровка выходного прибора обеспечивала правильное измерение напряжения гетеродина на зажимах испытываемого ЧМ приемника. При этом необходимо было обеспечить правильное согласование входного сопротивления приемника прямого усиления, сопротивления антенной фишки ЧМ приемника и выходного сопротивления сигнал-генератора.

Второй метод применяется, как правило, только для измерения напряжений порядка 1 *мв* или более, т. е. имеет ограниченное применение. Заключается этот метод в следующем. Измеряемое высокочастотное напряжение выпрямляется диодной схемой, на выходе которой возникает постоянный ток. Этот постоянный ток периодически закорачивается посредством вращающегося переключателя. В результате на выходе схемы создается напряжение низкой частоты и прямоугольной формы, для усиления которого используется усилитель низкой частоты с большим коэффициентом усиления. Усиленное напряжение подается на выходной измерительный прибор. Эта схема используется аналогично приемнику прямого усиления и калибруется при помощи сигнал-генератора так же, как в предыдущем описании. Преимущество этого метода заключается в том, что здесь не требуется настроенной системы, как это было при первом методе, где в качестве настроенной системы использовался приемник прямого усиления. Чувствительность данного метода ограничивается обычно шумами усилителя. Калибровку этой схемы целесообразно производить на той же частоте, на которой производятся измерения.

Перый из описанных методов можно использовать также для измерения излучения ЧМ приемника, проходящего не через антенную фишку, а другими путями. Для этого со входом приемника прямого усиления соединяется дипольная антенна с известными характеристиками. С помощью этого устройства можно легко измерить силу поля излучения на различных расстояниях от испытываемого ЧМ приемника. В упомянутых ранее требованиях к уровню излучения гетеродина обычно оговариваются конструкция антенны и расстояние от испытываемой аппаратуры.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

1. Общие замечания

В ЧМ радиовещании используется исключительно принцип супергетеродинного приема. Было предложено много вариантов упрощения схемы супергетеродина, но все они приводили к заметному ухудшению характеристик всего приемника. Можно было бы сконструировать приемник прямого усиления, имеющий приемлемые характеристики, но стоимость его была бы чрезмерно велика.

Для получения необходимого усиления сигнала на частотах, используемых в ЧМ радиовещании, требуется большое число каскадов усиления, так как при увеличении частоты уменьшается резонансное сопротивление настроенного контура $\frac{L}{CR}$ и увеличивается шунтирование входных цепей, связанное со временем пролета электронов. В результате усиление, которое может обеспечить каждый каскад, сильно уменьшается. Поэтому для получения большого усиления сигнала приходится использовать в приемном канале устройство для преобразования частоты. Это позволяет обойтись в приемнике сравнительно небольшим числом ламп.

Все преобразователи частоты работают на одном и том же общем принципе. Напряжение гетеродина соответствующей частоты подается вместе с принятым сигналом на нелинейное устройство. Таким устройством может быть лампа или полупроводниковый прибор. При подаче этих двух высокочастотных сигналов на нелинейный элемент он образует большое число комбинационных частот, связанных

с двумя подведенными. Обозначим частоту входного сигнала через f_1 и частоту местного гетеродина через f_0.

Из всех комбинаций частот, образующихся на выходе преобразователя, наибольший интерес для нашего случая представляют две: f_1+f_0 и f_1-f_0. Эти колебания имеют равные амплитуды и каждое из них может быть выделено при помощи соответствующего фильтра. Частота f_1-f_0 называется разностной и используется при приеме сигнала; f_1+f_0 — суммарная частота. Она больше частоты принятого сигнала и при приеме должна устраняться. Разностная частота f_1-f_0 называется промежуточной и обозначается через $f_{пр}$. Легко видеть, что, изменяя частоту f_0, можно получать. фиксированную частоту $f_{пр}$ при разных частотах f_1 принимаемого сигнала. При фиксированном значении $f_{пр}$ усилитель промежуточной частоты можно отрегулировать так, чтобы он работал в оптимальном режиме. Под этим понимается такой режим, при котором его избирательность будет одинакова для всех станций в рабочем диапазоне.

В качестве нелинейных элементов в ЧМ приемниках чаще всего используются лампы, а в качестве фильтра, настроенного на $f_{пр}$, используется трансформатор, установленный в анодной цепи лампы. С точки зрения выходного напряжения лампа в преобразователе является усилителем. Однако вместо крутизны S, использованной при расчете усилителя, в данном случае используется так называемая крутизна преобразования. При отсутствии анодной нагрузки $S_{пр}$ можно определить как

$$S_{пр}=\frac{\textit{ток промежуточной частоты в анодном контуре}}{\textit{напряжение приложенного сигнала}}.$$

При использовании лампы в качестве преобразователя частоты ее внутреннее динамическое сопротивление увеличивается, что приводит к меньшей величине $S_{пр}$ по сравнению с S. Когда известно результирующее сопротивление анодной нагрузки R_p', то для вычисления коэффициента усиления смесительного каскада надо в выражение для коэффициента усиления вместо S подставить $S_{пр}$. Таким образом, в данном случае

$$\textit{усиление}=S_{пр}R_p'.$$

Для преобразования частоты нельзя использовать лампу, в которой анодный ток I_a был бы линейно связан с напряжением на сетке E_c. Анодный ток в данном случае должен иметь следующие составляющие:

1) постоянный ток, амплитуда которого не изменяется во времени;

2) ток частоты f_0;

3) ток частоты f_1.

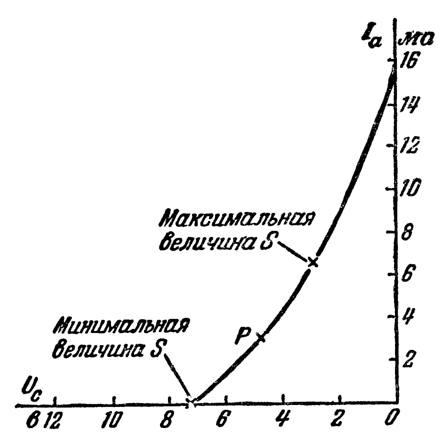


Рис. 16. Положение точки P на ламповой характеристике при работе лампы в режиме преобразования частоты.

Для осуществления преобразования частоты необходимо, чтобы соответствующим образом подобранное смещение переводило рабочую точку лампы в нелинейный участок ее характеристики. На рис. 16 показано, как надо выбрать смещение, чтобы лампа обеспечивала преобразование частоты. Точка P соответствует такому смещению, когда на лампу не поступают ни напряжение сигнала E_1, ни напряжение гетеродина E_0. Если теперь на лампу подать напряжение E_0 и предположить, что крутизна лампы S будет линейно зависеть от E_0, то получим:

$$S = S' + BE_0 \sin \omega_0 t,$$

где S' — крутизна в точке P на рис. 16;

BE_0 — величина изменения S', вызываемого напряжением E_0.

Если на лампу подать напряжение E_1 (принимаемый сигнал), то составляющая анодного тока, вызываемая этим напряжением, будет равна:

$$i = SE_1 \sin \omega_1 t.$$

Полный анодный ток лампы I_a, который получается при

одновременной подаче на лампу напряжений E_0 и E_1, будет равен:

$$I_a = (S' + BE_0 \sin \omega_0 t) E_1 \sin \omega_1 t = S'E_1 \sin \omega_1 t + \\ + BE_0E_1 \sin \omega_0 t \cdot \sin \omega_1 t = S'E_1 \sin \omega_1 t + \\ + \frac{1}{2} BE_0E_1 \cos 2\pi (f_1 - f_0) t - \frac{1}{2} BE_0E_1 \cos 2\pi (f_1 + f_0) t.$$

Таким образом, в анодном токе имеется составляющая частоты $f_1 - f_0$ (или $f_0 - f_1$), которая и является требуемой промежуточной частотой f_{np}. Следовательно, преобразование частоты имеет место в том случае, когда в выражении для тока какого-либо элемента имеется слагаемое, являющееся произведением двух подводимых напряжений.

В любой практической схеме преобразователя крутизна характеристики S не будет, вообще говоря, линейно зависеть от E_0. Получающееся в результате выражение является гораздо более сложным, чем написанное выше. Поэтому предыдущие вычисления предназначены лишь для иллюстрации принципа работы преобразователя. Детально этот вопрос рассматривается во многих специальных работах. В данном же случае будет рассмотрено лишь практическое применение преобразователя частоты.

2. Преобразователи частоты на многосеточных лампах

Преобразовательные лампы, используемые при приеме амплитудно-модулированных сигналов, прошли в своем развитии много этапов. Первая преобразовательная лампа — гептод или — в более позднем варианте — октод дает достаточно хорошие результаты в диапазоне длинных, средних и — с меньшей эффективностью — коротких радиоволн. Однако в этих лампах сильно выражено взаимодействие между цепями сигнала и гетеродина через пространственный заряд, в результате чего их почти невозможно использовать на сверхвысоких частотах. Кроме того, в этом диапазоне они вносят в контур очень большое затухание, что связано с влиянием времени пролета электронов. Наличие большого числа сеток, находящихся под положительным потенциалом, исключает возможность применения этих ламп в качестве преобразователей частоты при ЧМ приеме из-за высокого уровня шумов. Позже были разработаны триод-гексоды, которые не имеют многих недостатков, отмеченных выше. Современный вариант этой лампы можно

использовать для работы в диапазоне частот, применяемых в ЧМ радиовещании, однако применяется он редко, поскольку на этих частотах очень хорошие результаты получаются при использовании простых ламп — триодов и пентодов

3. Преобразователи частоты на диодах

На сверхвысоких частотах достаточно хорошие результаты получаются при использовании диодов, которые являются надежными преобразователями и требуют достаточно простой схемы. В настоящее время существуют кремниевые диоды, которые обладают лучшими характеристиками, чем вакуумные. На ультравысоких частотах почти повсеместно используются полупроводниковые преобразо-

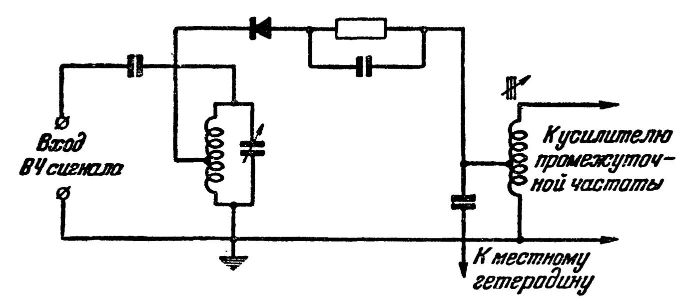


Рис. 17. Схема преобразователя частоты в полупроводниковом диоде.

ватели. На рис. 17 показана схема преобразователя частоты с использованием полупроводникового диода. Конечно, вместо кристалла в диапазоне частот, используемых в ЧМ радиовещании, можно применять миниатюрные вакуумные диоды. Сопротивление полупроводниковых смесителей весьма мало (около 200 *ом*), поэтому для согласования их с колебательным контуром применяется схема, показанная на рис. 17. Конденсатор и сопротивление, включенные последовательно с полупроводниковым прибором, предназначены для обеспечения соответствующего смещения, которое достигается выпрямлением ВЧ напряжения гетеродина. Нелинейная характеристика, необходимая для преобразования частоты, определяется тем, что диод проводит только во время положительного полупериода. Можно показать, что фактически все элементы рассматриваемой схемы соединены последовательно. Выходная катушка индуктивности обеспечивает также необходимое трансформирование вы-

ходного сопротивления преобразователя, поскольку в данном случае оно довольно мало. Но, несмотря на это, крутизна преобразования этой схемы все же остается недостаточно высокой. Типичным значением $S_{пр}$ является 0,2 *ма/в*. Кроме того, в этой схеме заметно взаимодействие между различными элементами. Поэтому она из-за своей низкой эффективности редко применяется в радиовещательных приемниках.

Итак, рассмотренная схема имеет следующие преимущества:

1) низкий уровень собственных шумов;
2) простота схемы;
3) способность работать на очень высоких частотах;
4) способность работать на гармониках гетеродина.

К недостаткам схемы относятся:

1) низкая эффективность;
2) заметное взаимодействие между элементами схемы;
3) наличие связи цепей сигнала и гетеродина, вследствие чего излучение гетеродина оказывается недопустимо большим.

4. Преобразователи частоты на триодах

Уже много лет в качестве преобразовательных ламп в приемниках АМ вещания используются триоды. По мере увеличения распространения супергетеродинных схем производилось и усовершенствование преобразовательного каскада.

В первых лампах крутизна преобразования была малой. Излучение гетеродина было очень большим, и требовалась отдельная гетеродинная лампа. Низкое внутреннее сопротивление триода приводило к значительному шунтированию трансформаторов промежуточной частоты, которые в то время настраивались на частоту 100 *кгц*. Поскольку промежуточная частота была ненамного сдвинута относительно частоты сигнала, то имело место значительное влияние обратной связи через паразитную емкость анод—сетка.

В настоящее время триоды являются весьма эффективными преобразователями частоты и широко применяются при ЧМ приеме. В ряде схем преобразователей частоты триод выполняет функции одновременно смесителя и гетеродина. Сами схемы, вообще говоря, мало отличаются от схем триодных преобразователей частоты, применявшихся много лет назад. Существуют, однако, два фактора, благо-

даря которым триод стал хорошим смесителем для ЧМ приема. Во-первых, это связано с тем, что промежуточная частота 10,7 *Мгц* очень мала по сравнению с частотой сигнала, в результате чего влияние обратной связи через емкость анод—сетка оказывается незначительным. Во-вторых, современные триоды, разработанные для работы на высоких частотах, имеют значительную крутизну преобразования, что позволяет получить хорошие коэффициенты

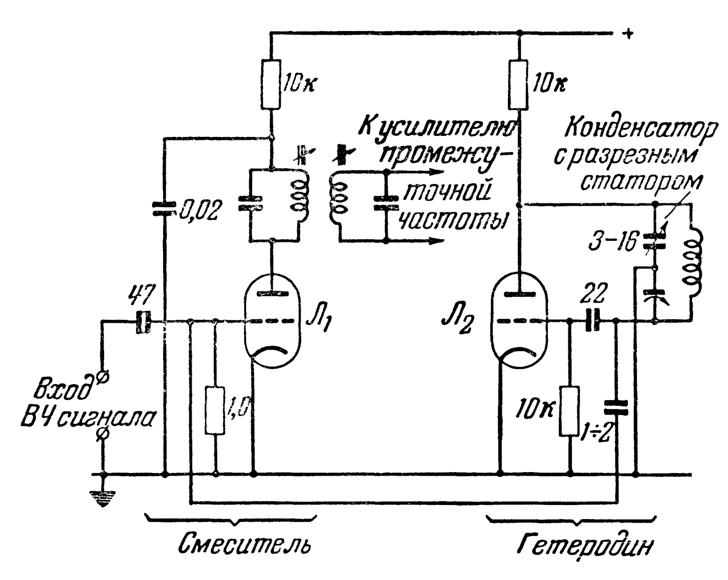


Рис. 18. Преобразователь частоты на триодах.

усиления каскада. Триоды, характеристики которых подобны характеристикам ламп, рассмотренных в параграфе, посвященном УВЧ с заземленной сеткой, имеют крутизну преобразования $S_{пр}$ порядка 1 *ма/в*. Собственные шумы триодного преобразователя достаточно малы, а его входная емкость меньше, чем в случае использования пентода или любой другой многосеточной лампы. Таким образом, триод имеет ряд ценных качеств, определяющих его преимущества перед другими преобразовательными лампами при ЧМ приеме.

Наиболее простая и, по-видимому, во всех отношениях наиболее удовлетворительная схема преобразователя частоты показана на рис. 18. Сигнал подается на сетку через сеточный конденсатор. На сетку же через конденсатор очень

малой емкости (2 *пф*) подается также напряжение местного гетеродина. Первый трансформатор промежуточной частоты соединяется с анодным контуром лампы обычным способом. Для получения высокой эффективности преобразовательного каскада напряжение гетеродина, подаваемое на сетку, должно быть не менее 2 *в*. На сопротивлении утечки и конденсаторе за счет выпрямления ВЧ напряжения гетеродина развивается отрицательное постоянное напряжение, которое определяет рабочую точку триода, чем и обеспечивается получение нелинейной характеристики. При этом встает вопрос о том, какова же требуемая величина смещения. На рис. 19 показана характеристика триодного преобразователя частоты, собранного по схеме на рис. 18, с теми изменениями, которые необходимы для проведения измерений крутизны преобразования $S_{пр}$. Из графика видно, что сначала величина $S_{пр}$ быстро увеличивается с ростом напряжения гетеродина. Когда напряжение гетеродина приближается к 2 *в*, увеличение $S_{пр}$ становится более медленным. Дальнейшее увеличение напряжения гетеродина уже не приводит к увеличению крутизны преобразования, а с некоторого значения этого напряжения начинается уже уменьшение $S_{пр}$. Из этого графика также видно, что величина напряжения гетеродина, при котором достигается плоский участок характеристики, не слишком критична. В большинстве схем необходимое напряжение лежит в пределах 2—3 *в*. Приложенное напряжение гетеродина можно легко измерить при помощи прибора, включенного последовательно с сопротивлением утечки преобразовательной лампы. Величины элементов схемы, указанные на рис. 18, примерно соответствуют оптимальному режиму большинства схем преобразователей частоты. Недостатком рассматриваемой схемы является то, что в ней гетеродин соединен с цепью сигнала и, следовательно, при настройке этих цепей возможно взаимодействие между ними. Однако если гетеродин дает достаточное выходное напряжение, то требуемое напряжение на сетке преобразователь-



Рис. 19. Зависимость крутизны преобразования от напряжения гетеродина для типичного триодного преобразователя частоты.

ной лампы получается при очень слабой связи, что приводит к уменьшению указанного взаимодействия.

Данная схема преобразователя частоты применима и в том случае, когда вместо триода используется пентод. Необходимо только обеспечить передачу на экранную сетку соответствующего постоянного напряжения и заблокировать ее конденсатором на землю. Применение пентода (при той же крутизне, что и у триода) позволяет увеличить коэффициент усиления преобразовательного каскада.

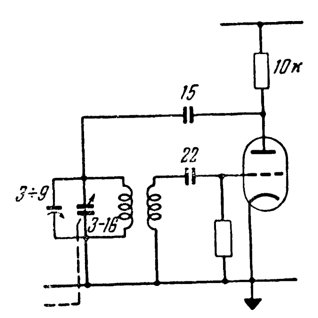


Рис. 20. Другая схема гетеродина для преобразователя частоты, схема которого приведена на рис. 18.

Преобразовательный каскад вносит во входной колебательный контур значительное затухание. Для уменьшения этого затухания в обоих случаях (при использовании как триода, так и пентода) можно применить следующий простой прием. Если полное сопротивление анодного контура преобразовательной лампы имеет на частоте сигнала индуктивный характер, то через паразитную емкость анод — сетка появляется обратная связь между анодной и сеточной цепями. Наличие этой связи приводит к тому, что полное входное сопротивление каскада становится отрицательным. Величину этой обратной связи подбирают так, чтобы скомпенсировать в какой-то степени затухание, вносимое каскадом. При выборе параметров схемы следует иметь в виду, что при чрезмерной связи схема может возбудиться.

В рассматриваемом типе преобразователя частоты требуется отдельная гетеродинная лампа. Такой лампой может быть триод, размещенный в том же баллоне, что и преобразовательная лампа. Существуют также триод-пентоды, в которых триод используется в качестве генератора с емкостной обратной связью, а пентодная часть — в качестве преобразовательной лампы. На рис. 18 лампа $Л_2$ является гетеродином, но в этой схеме вполне можно использовать и двойные лампы. Большим недостатком приведенной схемы гетеродина является необходимость применения в ней конденсатора настройки с разрезным статором. Конденсатор переменной емкости можно исключить из схемы, если применить магнитную настройку.

Другая схема гетеродина показана на рис. 20. Она не требует конденсатора с разрезным статором и может заменить соответствующую часть схемы на рис. 18.

Как и усилитель высокой частоты, схемы преобразователя и гетеродина требуют применения высококачественных материалов. Кроме того, необходимо также обеспечить хорошую стабильность частоты гетеродина. Для увеличения этой стабильности можно ввести коррекцию, компенсирующую влияние температуры на частоту гетеродина. В конце этой главы будет описана коррекция при помощи конденсаторов с отрицательным температурным коэффициентом.

5. Автодинные преобразователи частоты

Схема автодинного преобразователя частоты показана на рис. 21. Главное преимущество этой схемы видно с первого взгляда: функции и гетеродина и преобразователя выполняются одним триодом. В такой схеме двойная лампа может использоваться уже в качестве усилителя высокой частоты и преобразовательного каскада. Если уделить должное внимание подбору индуктивностей, входящих в эту схему, то можно добиться очень хорошей работы каскада. Фактически правильная настройка индуктивностей является главным фактором в обеспечении хорошей работы схемы.

Легко видеть, что данная схема напоминает генератор с контуром в цепи анода. Действительно, так оно и есть, но с одной разницей: катушка обратной связи имеет отвод в центре, а между катушкой и землей включен маленький переменный конденсатор. Рассмотрение схемы начнем с сеточного конца катушки обратной связи. Емкость между этой точкой и землей составляет несколько пикофарад. Она образована емкостью сетка — катод, емкостью монтажа и катушки индуктивности, а также другими паразитными емкостями. Если подстроить переменный конденсатор в цепи катушки обратной связи так, чтобы его емкость была близка к указанной выше паразитной емкости сетки относительно земли, то высокочастотное напряжение на центральном отводе катушки обратной связи будет равно нулю. При этом схема будет, конечно, продолжать генерировать. Если степень обратной связи подобрана правильно, то условия смещения, образуемого сопротивлением утечки и конденсатором, будут при этом теми же, что и в предыдущей схеме. В результате лампа будет работать в нелинейном режиме и сможет выполнять функции преобразователя.

Одна из трудностей при такой схеме заключается в том, чтобы подать сигнал от сигнального колебательного контура в цепь гетеродина. Наиболее удобной точкой для подачи сигнала является, очевидно, отвод катушки обратной связи,

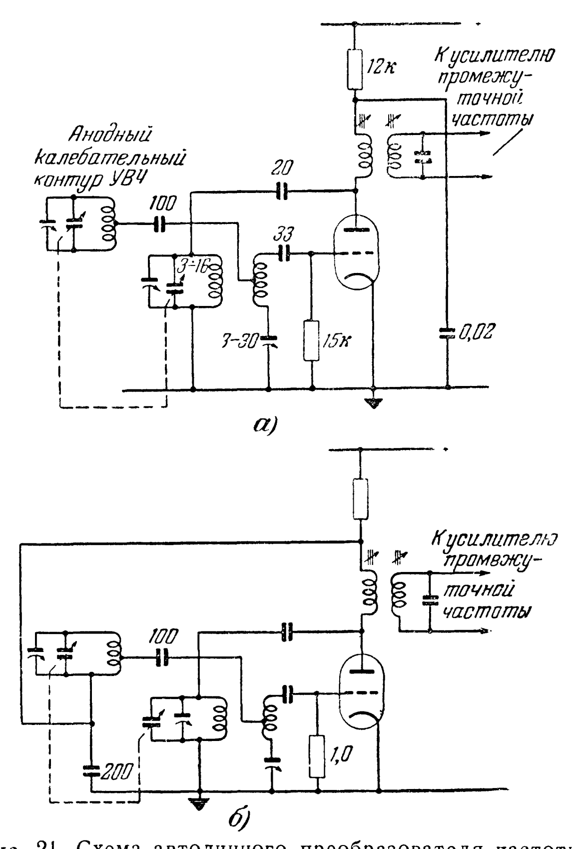


Рис. 21. Схема автодинного преобразователя частоты.

а — без обратной связи; *б* — с обратной связью по промежуточной частоте. Конденсатор настройки первичной цепи трансформатора промежуточной частоты используется как конденсатор связи со входным колебательным контуром.

который находится под нулевым или почти нулевым потенциалом. При этом сигнальный колебательный контур и предыдущий каскад усиления высокой частоты оказывают на цепь гетеродина лишь незначительное «затягивающее» влияние. При неправильной настройке уравнивающего переменного конденсатора это «затягивание» гетеродина со стороны других цепей становится довольно заметным. По-

этому, хотя необходимость сбалансирования схемы делает несколько более трудной ее настройку, сама возможность сбалансирования входной цепи является преимуществом схемы.

Для правильной работы схемы необходимо, чтобы напряжение гетеродина на сетке лампы составляло 2—3 *в*. В предыдущей схеме напряжение такой величины попадало в цепь сигнального контура. Здесь же напряжение на отводе катушки при балансе равно примерно 2—5 *мв*, в результате чего излучение гетеродина в этой схеме значительно уменьшается. В схеме следует, конечно, предотвратить излучение за счет связи между катушками индуктивности гетеродина и другими элементами приемника.

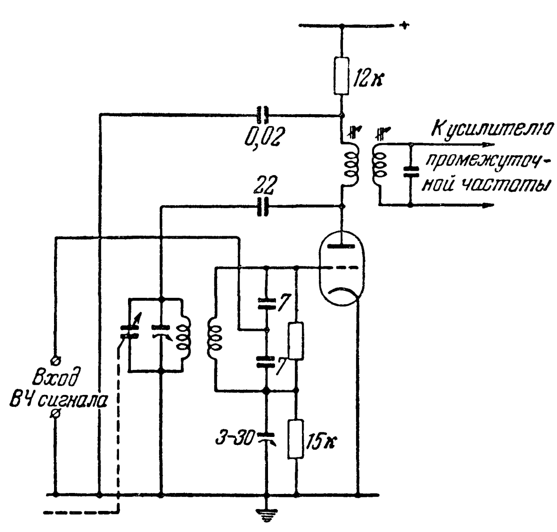


Рис. 22. Схема автодинного преобразователя частоты, в которой входной сигнал подается на точку соединения конденсаторов сеточного контура.

Индуктивность катушек в схеме весьма мала, и это обстоятельство затрудняет осуществление центрального отвода от катушки обратной связи. На рис. 22 показан другой возможный способ получения такого отвода — при помощи двух конденсаторов.

Чтобы предотвратить возбуждение схемы на резонансной частоте катушки обратной связи, обычно параллельно этой катушке включается некоторое сопротивление. Точную величину этого сопротивления можно определить только

экспериментально, но обычно она должна составлять 10—15 *ком*.

Прежде чем окончательно отрегулировать схему, необходимо правильно подстроить уравнивающий конденсатор. Наилучший метод подстройки сводится к следующему. К центральному отводу катушки обратной связи через маленький конденсатор присоединяется вспомогательный приемник. Присоединение приемника с низким входным сопротивлением к этой точке приводит при отсутствии баланса к возбуждению приемника, что легко видеть по выходному прибору, указывающему на наличие незатухающих колебаний. Путем подстройки уравнивающего конденсатора добиваются минимального показания выходного прибора. После регулировки других цепей, необходимых для сопряжения контура гетеродина и т. п., следует сделать еще одну проверку баланса рассматриваемой схемы.

Второй метод подстройки уравнивающего конденсатора заключается в закорачивании центрального отвода на землю с последующей настройкой уравнивающего конденсатора до возникновения в схеме незатухающих колебаний. При этом измерительный прибор включается последовательно с сопротивлением утечки. Однако этот метод не дает большой точности.

Крутизна преобразования этой схемы преобразователя, как и предыдущих схем, при современных триодах с большой крутизной характеристики составляет около 2 *ма/в*.

В данной схеме можно использовать также триод-пентод. Триодная часть лампы может работать в качестве преобразователя частоты, а пентодная — в качестве усилителя высокой частоты. Однако наилучшие результаты получаются в случае, когда триодная часть лампы используется в качестве усилителя высокой частоты с заземленной сеткой, а пентодная — в качестве преобразователя частоты. Контур гетеродина подключается при этом между управляющей и экранной сетками. Эти два электрода образуют вместе с катодом триод. Трансформатор промежуточной частоты присоединяется к аноду обычным способом. Катушка настройки гетеродинной части схемы должна иметь соответствующую индуктивность и обеспечивать настройку гетеродина на нужную частоту. Катушка связи должна иметь меньшую индуктивность. Амплитуда колебаний или, другими словами, степень обратной связи регулируется величиной связи между катушками. В большинстве схем, в ко-

торых используются лампы с большой крутизной, обе обмотки располагаются на одном каркасе на расстоянии примерно 6,5 *мм* друг от друга. При использовании батарейных ламп следует для получения более сильной связи одну катушку наматывать поверх другой. Кроме того, при батарейном питании схема может не работать, если экранная сетка пентода будет использоваться в качестве анода.

Во многих странах широко применяется модификация описываемой схемы, заключающаяся во введении обратной связи по промежуточной частоте. При этом схема улучшается в двух отношениях:

1) уменьшается шунтирование предыдущего каскада, т. е. увеличивается входное сопротивление схемы;

2) уменьшается уровень шума преобразователя частоты.

Выше указывалось, что если сопротивление анодной цепи преобразователя принимает индуктивный характер, то входное сопротивление каскада можно сделать отрицательным и схема при этом может возбудиться. Поэтому следует, во-первых, правильно подобрать индуктивность анодного контура преобразователя, а, во-вторых, увеличить сопротивление утечки сетки с обычной величины 10 *ком* до величины порядка 1 *Мом*. В противном случае сопротивление утечки будет ограничивать достижимую величину входного сопротивления каскада. Обычно для предотвращения прерывистой генерации требуется малая величина сопротивления утечки. Однако при введении в схему указанной выше модификации прерывистая генерация возникает при величине сопротивления утечки сетки порядка 1 *Мом*. Прерывистая генерация вызывается тем, что при запирании лампы отрицательное напряжение в цепи сетки увеличивается, т. е. сетка становится настолько отрицательной по отношению к катоду, что анодный ток прерывается. После запирания лампы отрицательный заряд с сеточного конденсатора стекает через сопротивление утечки. Когда отрицательное напряжение уменьшится, анодный ток возобновится, и лампы начнут работать, однако до тех пор, пока сеточное напряжение не станет опять слишком отрицательным. Если сопротивление утечки в цепи сетки взять достаточно низкоомным, то разряд сеточного конденсатора будет происходить быстро, а это предотвратит появление слишком больших отрицательных напряжений на сетке и позволит лампе работать нормально. Если сопротивление утечки взять большим, то заряд сеточного конденсатора будет уве-

личиваться, как описано ранее, но так как отрицательное напряжение на сетке будет увеличиваться, анодный ток будет уменьшаться. Если в качестве части анодной нагрузки используется активное сопротивление, то анодное напряжение будет при этом увеличиваться. Форма напряжения на активной части нагрузки будет совпадать с формой напряжения на сетке, но иметь противоположный знак. Таким образом, если некоторая часть этого анодного напряжения будет подана обратно на сетку, то прерывистую генерацию можно предотвратить. Применение такой обратной связи дает возможность использовать большое сопротивление утечки, что в свою очередь позволяет не только увеличить входное сопротивление каскада, но и уменьшить шумы, связанные с сеточным током. Эффективное шумовое сопротивление триода $R_ш$, работающего в этой схеме, определяется формулой

$$R_ш = k + 20 I_c \left(\frac{1}{S_{пр}^2} + Z_{вх}^2 \right), \qquad (1)$$

где k — постоянная;

I_c — сеточный ток, *ма*;

$S_{пр}$ — крутизна преобразования, *ма/в*;

$Z_{вх}$ — входное сопротивление схемы, *ом*.

Из этого выражения легко видеть, что если напряжение между сеткой и катодом равно 3 *в*, то большое сопротивление утечки уменьшает величину сеточного тока, что в свою очередь приводит к уменьшению шумового сопротивления.

Таким образом, рассмотренный вариант преобразователя обладает следующими преимуществами:

1) более низким уровнем собственных шумов, что связано с уменьшением сеточного тока при большой величине сопротивления утечки;

2) более высоким входным сопротивлением, что приводит: а) к увеличению коэффициента усиления каскада высокой частоты и б) к улучшению избирательности;

3) более высоким полным сопротивлениям трансформатора промежуточной частоты, что связано с введением цепи обратной связи.

Данная схема позволяет получить коэффициент усиления порядка 45. Здесь под коэффициентом усиления понимается отношение напряжения сигнала промежуточной частоты на сетке первой лампы УПЧ к напряжению сигнала

радиочастоты, поступающего на вход преобразовательного каскада.

К недостаткам схемы относится значительная трудность ее расчета и построения. Однако при тщательном выполнении схема позволяет получить хорошие результаты.

В некоторых схемах приемников отсутствуют каскады усиления высокой частоты. В этих случаях применяется автодинный преобразователь с симметричным входом, описанный выше. Отсутствие каскада УВЧ оправдывается при этом тем, что симметричный вход преобразователя в достаточной степени уменьшает излучение гетеродина и что изменение сигнала в антенном контуре не будет в этом случае изменять рабочий режим приемника. Однако получение необходимых характеристик приемника сопряжено при этом со значительными трудностями, так что следует рекомендовать применение каскада УВЧ, позволяющего улучшить работу приемника при любом типе преобразователя частоты.

Излучение гетеродина может проникать в эфир многими другими путями, кроме основного — через входные цепи. Для борьбы с этим существенную пользу может оказать развязка различных цепей при помощи безындуктивных конденсаторов малой емкости. Вся подводка питания должна быть развязана в схемах смесителя и гетеродина, так как даже короткие проводники питания могут привести к заметному увеличению излучения гетеродина. При использовании УВЧ по схеме с заземленной сеткой даже цепь накала может стать источником излучения. Это объясняется тем, что токи гетеродина наводятся в цепи накала преобразовательного каскада, а поскольку проводка накала проходит далее к усилителю высокой частоты, то эти токи наводятся также и на катоде этого усилителя и излучаются затем через антенную систему. Для предотвращения такого излучения цепь накала преобразовательного каскада следует шунтировать конденсатором, а напряжение накала подавать через последовательно включенный дроссель. Последний должен состоять примерно из 20 витков проволоки диаметром 0,7 *мм* с эмалевой изоляцией, которые можно намотать на высокоомном сопротивлении. Дроссель позволит также предотвратить проникновение на вход приемника гармоник промежуточной частоты, образующихся в цепях детектора и ограничителя. Присутствие этих гармоник во входных цепях может привести к образованию «мертвых» участков в рабочем диапазоне приемника.

6. Сопряжение контуров преобразователя частоты

Чтобы приемник можно было настраивать «одной ручкой», все перестраиваемые элементы должны быть механически связаны. Такая настройка «одной ручкой» возможна только в случае, если все перестраиваемые элементы, при помощи которых производится настройка приемника на требуемую станцию, будут соответствующим образом согласованы. Например, все цепи, настраиваемые на частоту сигнала, должны иметь одинаковое отношение L/C. Это справедливо и для магнитной и для емкостной настроек. Цепь гетеродина должна настраиваться на частоту, которая выше или ниже частоты настройки цепей сигнала на величину, равную промежуточной частоте. Если бы индуктивность катушки настройки контура гетеродина была равна индуктивности цепей сигнала, то для настройки контура гетеродина потребовался бы конденсатор большей (или меньшей) емкости по сравнению с емкостью конденсатора настройки сигнального контура. Однако необходимое сопряжение контуров достигается довольно легко другим способом, а именно так, как это делается при сопряжении контуров на средних, длинных и коротких волнах, но величины отдельных элементов в данном случае будут, конечно, иными. Для определения требуемых величин различных элементов можно использовать стандартные математические формулы. Вычисленные по этим формулам величины являются довольно хорошим приближением, точные же величины элементов следует определять экспериментально. Необходимость экспериментального подбора вызывается тем, что при тех малых величинах емкостей, которые требуются в рассматриваемых цепях, обычно нельзя приобрести конденсаторы с емкостью, точно равной вычисленному значению. Распределение индуктивностей в схеме будет отличаться от того, которое предполагалось при расчетах. Точное распределение паразитных емкостей также невозможно предвидеть. К счастью, величины различных элементов схемы достаточно малы и существующие переменные индуктивности и емкости позволяют легко обеспечить сопряжение различных контуров.

Катушки индуктивности, используемые в схемах, работающих на сверхвысоких частотах, наматываются на изолированном каркасе с магнетитовым сердечником, позволяющим подогнать общую индуктивность катушки и проводки к требуемой величине.

Наибольшая величина конденсатора, применяющегося

в рассматриваемых здесь цепях, равна примерно 30 *пф*. Примерно такую же емкость имеют малые подстроечные конденсаторы, обладающие, как правило, минимальной паразитной индуктивностью.

Сопряжение различных контуров приемника с емкостной настройкой обычно производится при помощи следующих переменных элементов. Если входной каскад построен по схеме с заземленной сеткой, то для настройки антенной цепи на центральную частоту рабочего диапазона достаточно иметь в антенном контуре магнетитовый сердечник. Когда входная цепь имеет плавную настройку, то в антенной катушке следует использовать магнетитовый сердечник и параллельно ей подключить подстроечный конденсатор. В любом случае анодный колебательный контур имеет два регулировочных элемента: магнетитовый сердечник и подстроечный конденсатор. Иногда последовательно с главным конденсатором настройки включают подстроечный емкостью 20—30 *пф*. Это позволяет точно подобрать необходимую емкость контура. В последние годы начали изготовлять подстроечные конденсаторы с емкостью, необходимой для используемого в ЧМ радиовещании диапазона частот, так что сопряжение контуров можно осуществить уже при помощи сердечника и подстроечного конденсатора в каждой цепи. Если входная цепь УВЧ настраивается при помощи конденсатора, что имеет место в схемах с заземленным катодом, то следует принять во внимание также влияние системы АРУ.

Действительно, при увеличении или уменьшении сеточного смещения лампы будут меняться также входная емкость и входное сопротивление, в результате чего происходит «расстройка» входной цепи. Для уменьшения этого эффекта можно увеличивать минимальную величину емкости, входящей в состав колебательного контура, но при этом уменьшается процент изменения общей емкости контура. Второй способ уменьшения указанного эффекта заключается в том, чтобы часть катодного сопротивления не шунтировать емкостью. Например, если для получения необходимого смещения требуется сопротивление 150 *ом*, то следует зашунтировать емкостью лишь сопротивление 130 *ом*. Последовательно с ним необходимо включить сопротивление 20 *ом* с тем, чтобы общее сопротивление равнялось 150 *ом*. Точную величину нешунтируемого сопротивления, необходимую для наилучшей компенсации, следует определить экспериментально.

Степень рассогласования контура за счет АРУ является функцией избирательности антенного контура. Во многих случаях (благодаря большому затуханию, вносимому лампой) настроенный контур имеет достаточную ширину полосы пропускания и расстройка, вызываемая напряжением АРУ, не играет большой роли, так как потери порядка 1 *дб* можно не принимать во внимание.

Иногда для увеличения динамического диапазона приемника напряжение АРУ подается также и на каскад УВЧ. При приеме слабых сигналов желательно иметь максимальный коэффициент усиления высокочастотного каскада. Регулировку усиления следует вводить только с того момента, когда принятый сигнал становится гораздо больше напряжения шумов. Для получения этого эффекта в системе АРУ обычно применяется цепь задержки, которая препятствует подаче напряжения АРУ на лампу УВЧ до тех пор, пока сигнал не превысит некоторый уровень. Считается, что система АРУ должна начинать действовать, когда напряжение на сетке УВЧ достигает 200 *мкв*. Если принятый сигнал равен или больше этого уровня, то потеря 2—3 *дб* из-за расстройки контура уже не имеет существенного значения.

Отрицательное регулирующее напряжение от ЧМ детектора подается на УПЧ непосредственно, а на усилитель высокой частоты — через высокоомное сопротивление. В цепи задержки системы АРУ обычно используется диод или какой-нибудь другой выпрямитель полупроводникового типа. Диод соединяется с точкой, на которую подается регулирующее напряжение. Когда диод проводит, он закорачивает соответствующую цепь, так что регулирующее напряжение фактически не попадает на лампу УВЧ. Когда отрицательное напряжение в цепи АРУ достигает заданной величины, диод запирается и напряжение регулирования, попадая на лампу УВЧ, уменьшает коэффициент усиления этого каскада. Точная величина отрицательного напряжения, при котором происходит запирание диода, определяется напряжением «задержки», подаваемым на один из электродов диода.

В большинстве приемников заводского производства не применяется автоматическая регулировка усиления высокочастотного каскада, а в тех случаях, когда по указанным выше причинам АРУ все же применяется, схема задержки в целях экономии не используется.

Перегрузки и перекрестная модуляция в усилителе с заземленной сеткой в случае применения отрицательной

обратной связи во входном контуре становятся менее опасными. С другой стороны, изменение крутизны лампы S, связанное с АРУ, приводит в такой схеме к очень сильному рассогласованию антенного контура. В других типах схем УВЧ рассогласование, вызванное автоматической регулировкой усиления, имеет меньшую величину.

7. Коррекция ухода частоты гетеродина

В предыдущих разделах указывалось, что из-за связи гетеродина с другими цепями приемника частота его может изменяться. Этот эффект проявляется в наибольшей степени при регулировке других цепей, например настройке контура сигнала, так как при этом изменяются действующие значения L, C или R контура гетеродина, которые зависят от составляющих L, C или R, вносимых в контур другими цепями вследствие связи между ними и гетеродином. Это легко понять исходя из теории связанных контуров. В связи с этим следует обеспечивать минимальную связь между цепями гетеродина и преобразователя.

При рассмотрении стабильности гетеродина необходимо учесть влияние температуры и влажности. При этом имеется в виду, что влияние других цепей остается постоянным или что изменения в этих цепях также вызваны температурой или влажностью.

Изменения частоты гетеродина можно подразделить на быстрые и медленные. Быстрые изменения частоты связаны с прогреванием схемы и происходят в интервале между включением гетеродина и установлением стабильного режима работы гетеродина. Эти быстрые уходы частоты при отсутствии корректирующих цепей могут происходить в течение 15—20 *мин* после включения схемы. Медленные уходы частоты имеют место уже после полного прогревания схемы. Время, в течение которого измеряются эти медленные уходы, зависит от назначения данной схемы. В ЧМ приемнике уход частоты, происходящий в течение 3 *ч*, следует рассматривать как медленный.

Прежде чем применить какую-либо схему коррекции, следует сначала для выяснения периода ухода частоты прогреть всю схему, а затем медленно охладить ее. Во время каждого цикла такого испытания необходимо наносить на график или записывать все происходящие при этом изменения частоты, имея в виду, что для эффективной коррекции ухода необходимо правильно определить его период. Если

в схеме применяются высококачественные материалы, то одинаковый уход частоты будет происходить во время каждого включения и последующего прогревания схемы, в то время как применение плохих изоляционных материалов приводит к неустойчивым характеристикам.

Большинство материалов имеет положительный температурный коэффициент, в результате чего рабочая частота схемы при увеличении температуры будет уменьшаться. Коррекция ухода частоты заключается во введении в схему деталей из материалов с отрицательным температурным коэффициентом с тем, чтобы уравновесить влияние обычных материалов с положительными температурными коэффициентами. Керамические конденсаторы могут иметь как положительный, так и отрицательный температурный коэффициент. На практике в колебательный контур гетеродина обычно включают два или более таких конденсаторов.

Быстрый уход частоты связан в основном с прогреванием самой лампы, и для коррекции этого ухода обычно используется небольшой подстроечный конденсатор емкостью 2—5 *пф* с отрицательным температурным коэффициентом, который включается между анодным и сеточным выводами ламповой панельки гетеродинной лампы. При этом его температура будет увеличиваться достаточно быстро за счет тепла, выделяемого работающей лампой.

Для коррекции медленного ухода частоты в колебательный контур гетеродина включают второй корректирующий конденсатор, которым обычно шунтируют катушку индуктивности контура. Прогревание этого конденсатора будет происходить с той же скоростью, что и прогревание других элементов схемы, в частности катушки индуктивности.

Температурный коэффициент конденсатора обычно определяется как количество миллионных частей изменения емкости на градус Цельсия. Поэтому когда говорят, что конденсатор имеет температурный коэффициент, скажем, N 330, то это означает, что:

а) температурный коэффициент конденсатора отрицателен;

б) при изменении температуры конденсатора на 1° С его емкость изменяется на $330 \cdot 10^{-6}$ часть номинальной.

Буква Р перед цифрой означает положительный температурный коэффициент. Подбирая конденсаторы с различными номинальными температурными коэффициентами, можно скорректировать уход частоты любой конкретной схемы.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

1. УПЧ приемников, предназначенных для приема только частотно-модулированных сигналов

В предыдущих главах указывалось, что для приемников частотно-модулированных сигналов принята промежуточная частота 10,7 *Мгц* *. Конечно, использование более низкой промежуточной частоты дало бы известные преимущества. Например, можно было бы получить большее усиление на каждой лампе усилителя промежуточной частоты, значительно бо́льшую избирательность, а также легче обеспечить необходимую стабильность схемы. Вместе с тем при низкой промежуточной частоте возникло бы много трудностей, связанных с различными случайными явлениями, возникающими в процессе преобразования частоты. Низкая частота затруднила бы, например, подавление сигналов зеркальной частоты. Если бы величина $f_{пр}$ была равна, скажем, 2 *Мгц*, то принимались бы сигналы как на частоте $f_1 — f_0 = 2$ *Мгц*, так и на частоте $f_0 — f_1 = 2$ *Мгц* и полезный сигнал был бы разнесен по частоте от сигнала на зеркальной частоте всего на 4 *Мгц*. В главе, посвященной усилителю высокой частоты, было показано, что входные контуры недостаточно селективны и не смогли бы в этом случае предотвратить прием сигнала на зеркальной частоте одновременно с полезным сигналом. Кроме того, местный гетеродин создает ряд гармоник, которые в комбинации с нежелательными сигналами могут образовать сигналы промежуточной частоты. Гармоники этих сигналов и комбинации полезного сигнала и гармоник гетеродина также могут образовать нежелательные сигналы промежуточной частоты. Использование высокой промежуточной частоты уменьшает влияние всех этих факторов. После тщательного изучения различных аспектов этой проблемы была выбрана $f_{пр} = 10,7$ *Мгц*. Поэтому при построении УПЧ рекомендуется использовать эту стандартизированную величину $f_{пр}$.

После выбора промежуточной частоты следует определить необходимый коэффициент усиления УПЧ. Требуемая величина напряжения на выходе этого каскада определяет-

* Как указывалось ранее, в СССР промежуточная частота для приемников частотно-модулированных сигналов принята равной 8,4 *Мгц*. (*Прим. переводч.*)

ся величиной того напряжения, при котором ограничитель (если он используется) или детектор отношений работает достаточно эффективно при приеме наиболее слабого сигнала, который желательно принимать. Для каскада ограничения требуется как минимум входное напряжение 2 *в*; для детектора отношений (который можно использовать без ограничителя) необходимо входное напряжение 1 *в*.

Обычно коэффициент усиления тракта от антенных зажимов до сетки первой лампы УПЧ равняется примерно 200. Максимальное усиление ограничивается при этом уровнем шумов на аноде лампы усилителя радиочастоты, создаваемых всеми возможными источниками. Минимальным сигналом следует считать сигнал, мощность которого вдвое превышает мощность шума на аноде УВЧ. В схеме с заземленной сеткой, использующей триоды обычного типа, это соответствует напряжению сигнала на зажимах антенны, равному 2 *мкв*. Первые лампы и антенная катушка могут обеспечить усиление сигнала в 200 раз. Поэтому сигнал на сетке первой лампы усилителя промежуточной частоты будет иметь амплитуду 400 *мкв*. На вход детектора отношения необходимо подать сигнал с амплитудой 1 *в*. Таким образом, необходимое усиление по промежуточной частоте будет равно $10^6 : 400 = 2\,500$. Если для получения такого усиления используются два каскада промежуточной частоты, то каждый каскад должен обеспечить усиление в 50 раз. Практически такое большое усиление без схемы нейтрализации получить трудно. Поэтому используются три каскада промежуточной частоты, каждый из которых имеет коэффициент усиления немногим более 30. Создание такого усилителя не представляет особой трудности. При изготовлении его необходимо не допустить возникновения паразитных обратных связей и обеспечить требуемую форму резонансной кривой при работе схемы АРУ.

При конструировании УПЧ следует также учесть влияние импульсных помех. Действительно, если постоянная времени развязывающей цепи на входе каскада УПЧ велика, то будет происходить «расширение» времени воздействия импульсных шумов на каскад УПЧ. Эти шумы, как, например, шумы системы зажигания автомобилей, имеют малую длительность, но их амплитуда может достигать значительной величины. Под воздействием этих импульсов заряд конденсатора в сеточной цепи может также быть очень большим, в результате чего и сетка окажется под большим отрицательным потенциалом, что приведет к запиранию

лампы. Если время разряда конденсатора велико, то сетка будет находиться под этим высоким отрицательным потенциалом в течение интервала времени, длительность которого значительно превышает первоначальную длительность шумового импульса. Поскольку громкоговоритель воспроизводит лишь импульсы, длительность которых превышает некоторую величину, то большая постоянная времени, вызывающая «растягивание» импульса, приведет к значительному увеличению уровня шума, воспроизводимого громкоговорителем.

Здесь следует указать, что растягивание коротких (порядка 1 *мксек*) импульсов будет происходить также из-за ограниченной ширины полосы пропускания УПЧ. Чтобы усилить такие короткие импульсы и в то же время сохранить их форму, потребовалась бы полоса пропускания шириной свыше 5 *Мгц*. Вместе с тем максимальная ширина полосы пропускания, используемая в ЧМ приемнике, выбирается из других соображений равной всего лишь 200 *кгц*. Таким образом, во всех случаях короткие импульсы будут растягиваться усилителем, а применение больших постоянных времени развязывающих цепей будет усугублять этот эффект в значительной степени.

Шумы в громкоговорителе могут вызываться также большой добротностью контуров. Контур может «раскачаться» импульсом большой амплитуды, что приведет к возникновению в нем серии затухающих колебаний, которые будут воспроизводиться на выходе контура как один импульс, длительность которого равна длительности серии затухающих колебаний. Вследствие этого эффекта характеристика усилителя будет иметь большие выбросы. Выбросы характеристики могут также вызываться обратной связью в одном или большем числе каскадов или во всем усилителе в целом. Отсюда следует, что для получения хорошего качества приема усилитель должен иметь «гладкую», без выбросов, характеристику, и поэтому весьма важно проверить в этом отношении усилитель на всех частотах внутри и на границах полосы пропускания.

Для проверки работы усилителя на всех частотах полосы пропускания можно использовать сигнал-генератор, однако наиболее целесообразно использовать генератор качающейся частоты. Применение такого генератора позволяет не только наглядно представить результаты любых регулировок УПЧ, но и обнаружить такие неравномерности характеристики усилителя, которые можно не заметить при

«поточечной» проверке УПЧ. В этом случае гораздо быстрее проверяется также влияние на форму характеристики УПЧ изменения сеточного смещения и других параметров схемы.

Использование хорошо рассчитанных трансформаторов промежуточной частоты само по себе не обеспечивает получения «гладкой» характеристики УПЧ. Для получения такой характеристики следует принять дополнительные меры. Все цепи усилителя должны быть достаточно эффективно развязаны друг относительно друга, чтобы предотвратить взаимодействие между каскадами УПЧ. Существенное влияние оказывает также качество экранировки.

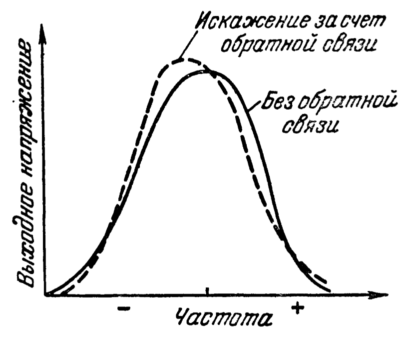


Рис. 23. Искажение характеристики колебательного контура за счет обратной связи в ламповом усилителе.

Коэффициент усиления каждого каскада ограничивается также обратной связью через емкость сетка—анод. Даже в случае пентодов, которые используются для усиления на промежуточной частоте, эта емкость настолько велика, что приводит либо к очень плохой характеристике УПЧ, либо к нестабильности работы усилителя. Величина этой емкости составляет в среднем 0,007 *пф*.

Если эта обратная связь недостаточно велика, чтобы вызвать возбуждение усилителя, то наиболее заметным эффектом будет смещение характеристики, как это показано на рис. 23, где сплошной кривой обозначена характеристика усилителя без обратной связи, а пунктирной — характеристика того же усилителя, но с обратной связью между анодом и сеткой. Из рисунка видно, что когда рабочая частота становится больше резонансной частоты колебательного контура, то обратная связь становится отрицательной и, следовательно, усиление каскада уменьшается. На частотах ниже резонансной частоты контура обратная связь положительна, что приводит к увеличению коэффициента усиления на этих частотах. Если эта положительная обратная связь достаточно велика, так что энергия, поступающая на сетку, превышает потери в сеточном контуре усилителя, в контуре возникают колебания. Даже если усилитель и не

возбуждается, то все равно такая обратная связь нежелательна, поскольку усилитель будет иметь в этом случае плохую форму характеристики. При этом обратную связь удобно рассматривать как отрицательное сопротивление, включенное в сеточный контур усилителя. Если величина этого отрицательного сопротивления равна резонансному сопротивлению колебательного контура, соединенного с управляющей сеткой усилителя, то будут возникать колебания.

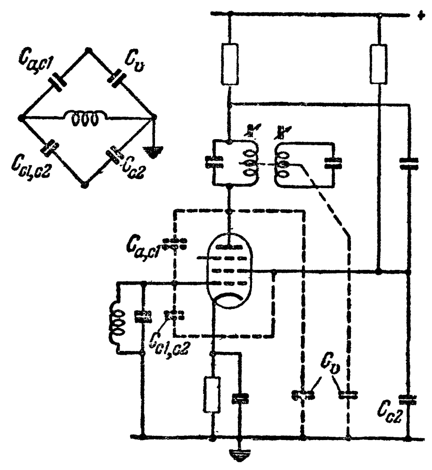


Рис. 24. Усилитель промежуточной частоты с нейтрализацией.

Обозначим отрицательное входное сопротивление сеточного контура через $-R_c$. Тогда

$$-R_c = \frac{2}{S'\omega C R_{\partial(a)}}, \qquad (1)$$

где S' — динамическая крутизна лампы;

$\frac{1}{\omega C}$ — реактивное сопротивление емкости анод — сетка на рассматриваемой частоте;

$R_{p(a)}$ — резонансное сопротивление трансформатора в цепи анода, равное $\omega LQ = \frac{Q}{\omega C}$.

Форма характеристики усилителя остается симметричной, если величина $-R_c$ превышает резонансное сопротивление сеточного контура $R'_{p(c)}$ в 10 раз.

Влияние емкости анод—сетка можно нейтрализовать и, следовательно, получить большее усиление каскада. Принципиальная схема усилителя промежуточной частоты с нейтрализацией емкости обратной связи $C_{a.c1}$ показана на рис. 24. В этой схеме часть напряжения промежуточной частоты вводится в сеточный контур в противофазе с тем напряжением, которое попадает через емкость $C_{a.c1}$. Это противофазное напряжение подается через емкость между заданной и управляющей сетками. На рисунке показано, как из различных емкостей рассматриваемой схемы обра-

зуется мостовая схема. Если мост сбалансирован, то обратная связь между анодом и сеткой будет значительно уменьшена. Следует, однако, иметь в виду, что емкости различных плеч моста изменятся, если в схеме заменить лампу. Кроме того, различные развязывающие конденсаторы имеют широкие допуски на номинальные величины емкости. В реальном усилителе эта схема нейтрализации может дать очень хорошие результаты, но при этом следует выбирать соответствующие величины R_p' для различных контуров с тем, чтобы были допустимы упомянутые выше изменения элементов. При практической реализации этой схемы целесообразно принять следующие величины емкостей, образующих мост:

$C_{a,c1}$ — эта емкость обусловлена внутриламповой емкостью между анодом и первой сеткой, емкостью между анодным и сеточным выводами ламповой панельки и емкостью проводки; обычная величина этой суммарной емкости равна 0,006 *пф*;

C_0 — полная выходная емкость лампы, т. е. емкость анод — катод лампы плюс емкость ламповой панельки; нормальная величина C_0 равна 11÷12 *пф*;

C_a — емкость анодной нагрузки плюс емкость монтажа, т. е. полная емкость анодного колебательного контура относительно земли; величина C_a равна 3÷4 *пф*;

$C_{c1,c2}$ — емкость между первой и второй сетками.

Подставляя эти величины в соответствующее выражение, обозначим все выходные емкости в плече моста через $C_{вых}$. Тогда

$$C_{вых} = C_0 + C_a + \frac{C_0 C_a}{120}. \quad (2)$$

Это приближенное выражение пригодно для расчета практических схем. Необходимая величина C_{c2} определяется при этом из следующего выражения:

$$C_{c2} = \frac{C_{вых} C_{c1,c2}}{C_{a,c1}}. \quad (3)$$

Обычная величина C_{c2} равна 4 500 *пф*. Из приведенной схемы видно, что изменение величины C_{c2} относительно

анодного развязывающего конденсатора (величина которого равна 1 500 *пф*) эквивалентно регулировке делителя напряжений.

Требуемая характеристика должна обеспечить постоянное усиление всех частот в полосе 100 *кгц* в каждую сторону от центральной частоты 10,7 *Мгц*. Для эффективного подавления помех на частотах, лежащих вне этой полосы, необходимо, чтобы характеристика спадала как можно быстрее. Наилучший способ, обеспечивающий получение такой характеристики, заключается в использовании трансформатора с двумя настроенными цепями, т. е. в использовании двух настроенных контуров. В этом случае можно получить одногорбую характеристику. Увеличивая связь между контурами, можно обеспечить максимальную передачу энергии из одного контура в другой. Характеристика каскада при этом остается еще одногорбой. Дальнейшее увеличение связи приводит к падению напряжения во вторичной цепи трансформатора. Кроме того, характеристика становится двугорбой и между двумя максимумами образуется провал. Случай, когда характеристика каскада остается одногорбой, а напряжение во вторичной цепи максимально, соответствует критической связи между контурами. Если обозначить коэффициент связи через K и, как прежде,

$$Q=\frac{\omega L}{R}=\frac{1}{\omega CR},$$

то связь между контурами будет равна критической, когда $QK=1$. Величины $QK>1$ соответствуют двугорбой характеристике усилителя. Величину QK, соответствующую любой желательной форме характеристики усилителя, можно определить по так называемым «универсальным кривым избирательности», которые построены для различных величин.

Обычно для получения гладкой характеристики используется трансформатор со связью выше критической ($QK=1,4$), который дает двугорбую характеристику каскада. Провал между двумя максимумами характеристики совмещают затем с максимумом одногорбой характеристики следующего каскада, в котором такая характеристика получается за счет использования трансформатора с критической связью. В результате суммарная характеристика будет иметь почти плоскую вершину.

2. УПЧ с детектором отношений

Расчет усилителя промежуточной частоты можно провести следующим образом. Зададимся параметрами ламп УПЧ:

Внутреннее сопротивление	0,9 *Мом*
Крутизна S	4,4 *ма/в*
Емкость между анодом и первой сеткой	0,002 *пф*
Выходная емкость C_a	5,5 „
Входная „ C_c	6,0 „

Центральную частоту усилителя выбираем равной 10,7 *Мгц*, а полосу пропускания — в пределах ±100 *кгц*.

Как указывалось выше, необходимые результаты можно получить при комбинации двух трансформаторов со связью больше критической и одного трансформатора с критической связью. Будем считать, что анодной нагрузкой последней лампы усилителя промежуточной частоты является детектор отношений, полное сопротивление которого на частоте 10,7 *Мгц* равно 13 *ком*. Коэффициент усиления, который, при этом требуется, составляет не менее 25 000. В двух каскадах промежуточной частоты применяется автоматическая регулировка усиления, что позволяет увеличить динамический диапазон усилителя. Чтобы предотвратить расстройку каскадов вследствие влияния напряжения АРУ, некоторую часть катодного сопротивления ламп этих каскадов не шунтируют. Для нешунтируемой секции удобно взять сопротивление величиной 22 *ом*. Шунтируемая секция состоит из сопротивления 150 *ом* и конденсатора 0,01 *пф*, соединенных параллельно. Оптимальную величину нешунтируемого сопротивления следует определить экспериментально, но 22 *ом* — величина, обычно близкая к оптимальной для большинства ламп. Незашунтированное сопротивление будет, конечно, вызывать отрицательную обратную связь и, следовательно, уменьшать усиление каскада, в котором оно используется. В рассматриваемом примере крутизна лампы уменьшится с 4,4 до примерно 4 *ма/в*. Это уменьшение определяется выражением

$$S' = S \frac{1}{1 + SR_к}, \qquad (4)$$

где S' — динамическая крутизна лампы;
S — статическая крутизна лампы;
$R_к$ — катодное сопротивление.

Сопротивление анодной нагрузки последней лампы усилителя промежуточной частоты равно, как указывалось выше, 13 000 *ом*. Этот каскад будет давать усиление

$$G = SZ_A = 0{,}0044 \cdot 13\,000 = 57{,}2.$$

Последний каскад промежуточной частоты не имеет АРУ, и следовательно, катодное сопротивление шунтируется полностью. Поэтому при расчете усиления этого каскада была взята крутизна 4,4 *ма/в*.

Сетка последней лампы УПЧ соединяется с предыдущей лампой через трансформатор. Таким образом, в усилителе промежуточной частоты необходимо использовать три трансформатора: один с критической связью и два со связью выше критической. Первый трансформатор УПЧ является анодной нагрузкой для триодного преобразователя, который имеет низкое внутреннее сопротивление по сравнению с пентодами УПЧ. Поэтому два трансформатора со связью больше критической используются для связи со второй и третьей лампами УПЧ. Для определения стабильности последнего каскада УПЧ необходимо знать полное сопротивление трансформатора со связью выше критической, входящего в состав сеточного контура. Для определения этого сопротивления, пересчитанного в цепь сетки, надо проделать следующий расчет трансформатора.

Удовлетворительная двугорбая характеристика получается при $QK = 1{,}4$. Поскольку максимумы должны располагаться на частотах 10,7 *Мгц* ± 100 *кгц*, ширина полосы пропускания каскада $2\Delta f = 200$ *кгц*. Тогда

$$Q' = \frac{QKf_{np}}{2\Delta f} = \frac{1{,}4 \cdot 10{,}7}{0{,}2} = 74{,}9.$$

Считаем, что коэффициент усиления каскада должен равняться, скажем, 31. Вследствие воздействия обратной связи в каскаде, которая возникает из-за незашунтированного катодного сопротивления, крутизна лампы уменьшится до 4 *ма/в*. Задавшись коэффициентом усиления 31, можно определить величину анодной нагрузки, необходимую для обеспечения такого усиления. (Поскольку это каскад с трансформаторной связью, то анодная нагрузка будет равна сопротивлению Z_n трансформатора связи, пересчи-

танному в цепь сетки). Таким образом, требуемая анодная нагрузка определяется выражением

$$Z_n = \frac{G}{S'} = \frac{31}{4 \cdot 10^{-3}} = 7\,750 \text{ ом}.$$

Если Z_1 — сопротивление первичной цепи трансформатора и Z_2 — сопротивление его вторичной цепи, то сопротивление, пересчитанное в цепь сетки, Z_n определится из формулы

$$Z_n = \frac{QK}{1+(QK)^2} \sqrt{Z_1 Z_2}. \quad (5)$$

В нашем примере $Z_1 = Z_2$, так что выражение (5) принимает вид:

$$Z_n = Z_1 \frac{QK}{1+(QK)^2},$$

что можно переписать в виде:

$$Z_1 = Z_n \frac{1+(QK)^2}{QK}.$$

Подставляя числовые значения, получим:

$$Z_1 = 7\,750 \frac{1+(1,4)^2}{1,4} = 16\,400 \text{ ом}.$$

Таким образом, мы определили полные сопротивления первичной и вторичной цепей трансформатора. Требуемая величина Q' была определена ранее. Следующим этапом является определение необходимых величин емкости конденсаторов настройки.

Величина Z_1 должна равняться резонансному сопротивлению R_p' колебательного контура:

$$Z_1 = R_p' = \frac{Q'}{\omega C},$$

откуда

$$C = \frac{Q'}{\omega Z_1}.$$

В нашем примере

$$C = \frac{74,9}{2\pi 10,7 \cdot 10^6 \cdot 16\,400} = 68 \text{ пф}.$$

Величина C определяет максимальное усиление, которое может обеспечить данный усилитель. На практике наименьшая величина C определяется только паразитными емкостями.

Индуктивность L, необходимая для настройки контура, вычисляется по формуле

$$L=\frac{1}{\omega^2 C}.$$

Следовательно, для настройки контура на частоту 10,7 *Мгц* при конденсаторе емкостью 68 *пф* необходима индуктивность

$$L=\frac{1}{(2\pi 10{,}7\cdot 10^6)^2\, 68\cdot 10^{-12}}\ \textit{гн}=3{,}26\ \textit{мкгн}.$$

Выходное сопротивление рассматриваемого каскада Z_0, т. е. полное сопротивление в цепи сетки последней лампы, будет равно:

$$Z_0=\frac{Z_2}{1+(QK)^2}. \qquad (6)$$

В нашем примере

$$Z_0=\frac{16\,400}{1+(1{,}4)^2}=5\,540\ \textit{ом}.$$

В предыдущем разделе настоящей главы отмечалось, что для обеспечения стабильности усилителя необходимо, чтобы отрицательное сеточное сопротивление в 10 раз превышало сопротивление сеточного контура. Так как выходное сопротивление предпоследнего каскада теперь уже определено, то мы можем проверить устойчивость последнего каскада и, если это будет необходимо, провести соответствующую регулировку усилителя. Поскольку в предпоследнем каскаде используется трансформатор со связью больше критической, то отрицательное сеточное сопротивление определится формулой

$$-R_c=\frac{4}{S\omega C_{a,\,c1} Z_1}.$$

В нашем примере

$$-R_c=\frac{4}{4{,}4\cdot 10^{-3}\cdot 2\pi 10{,}7\cdot 10^6\cdot 0{,}002\cdot 10^{-12}\cdot 1\,300}\ \textit{ом}=0{,}52\ \textit{Мом}.$$

Отсюда видно, что $-R_c$ превышает Z_0 больше чем в 10 раз. Следовательно, усилитель будет работать устойчиво. Если

бы емкость $C_{a,\,c1}$ имела в 10 раз большую величину, то получить хорошие результаты было бы уже нельзя.

Таким образом, нами рассчитан второй каскад УПЧ вместе с соответствующим трансформатором. Поскольку для получения необходимого усиления по промежуточной частоте требуются два каскада с двугорбыми характеристиками, то анодный контур первой лампы УПЧ будет точно таким же, как и во втором каскаде. Поэтому этот каскад будет иметь такой же коэффициент усиления (31) и т. д.

Как указывалось ранее, в анодном контуре преобразователя частоты и сеточном контуре первой лампы УПЧ используется трансформатор с критической связью. Величина $-R_c$ также превышает полное сопротивление сеточного контура в первом и втором каскадах УПЧ более чем в 10 раз. Поэтому оба эти каскада также будут работать вполне устойчиво.

Если трансформатор с критической связью необходимо по каким-либо причинам включить между двумя каскадами УПЧ, а не между преобразователем и первым каскадом УПЧ, то расчет схемы проводится несколько иначе. Этот расчет мы проведем на следующем примере.

Одногорбая характеристика получается при $QK=1$. Максимум характеристики должен приходиться на частоту 10,7 *Мгц*, а полоса пропускания должна иметь на уровне 3 *дб* ширину 200 *кгц*. Поэтому в данном случае

$$Q'=\frac{QKf_{пр}}{2\Delta f}=\frac{10,7}{0,2}=53,5.$$

Как и в предыдущем примере, будем считать, что необходимый коэффициент усиления каждого каскада УПЧ равен 31, а динамическая крутизна лампы УПЧ равна 4 *ма/в*. Тогда

$$Z_n=7\,750\ ом.$$

Так как $Z_1=Z_2$, то

$$Z_1=Z_n\frac{1+(QK)^2}{QK}=2\cdot 7\,750=15\,500\ ом;$$

$$C=\frac{Q'}{\omega Z_1}=\frac{53,5}{2\pi 10,7\cdot 10^6\cdot 15\,500}\ ф=51,4\ пф;$$

$$L=\frac{1}{\omega^2 C}=\frac{1}{(2\pi 10,7\cdot 10^6)^2\,51,4\cdot 10^{-12}}\ гн=4,3\ мкгн;$$

$$Z_0=\frac{Z_2}{1+(QK)^2}=\frac{15\,500}{2}=7,750\ ом.$$

Такими будут характеристики каскада при использовании трансформатора с критической связью.

Для различных каскадов усилителя промежуточной частоты, которые были взяты в качестве примеров, были вычислены величины Q', необходимые для получения желательных результатов. Катушки индуктивности, которые используются в трансформаторах промежуточной частоты, обычно имеют добротность Q, значительно бо̀льшую, чем требуется для ЧМ приемников. Поэтому для получения желательных результатов следует уменьшить добротность катушек индуктивности. Для этого можно шунтировать каждый контур сопротивлением определенной величины. На частоте 10,7 *Мгц* входные сопротивления ламп будут достаточно велики по сравнению с их величинами на частоте, скажем, 100 *Мгц*, но при вычислении величины шунтирующих сопротивлений их следует принимать во внимание. Рассмотрим пример. В случае трансформатора с критической связью эффективная величина R'_p равна 15 500 *ом* для каждого настроенного контура. Если добротность катушек настройки равна 100 (что близко к практическим значениям Q), то $R_p = \omega LQ$ контура будет равно:

$$R_p = 2\pi 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 4{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 28\,900 \text{ ом}.$$

Сопротивление R_x, необходимое для уменьшения R_p до значения R'_p, определяется выражением

$$R_x = \frac{R_p R'_p}{R'_p - R_p}.$$

В данном примере

$$R_x = \frac{15\,500 \cdot 28\,900}{28\,900 - 15\,500} = 33\,400 \text{ ом}.$$

Таким образом, мы можем вполне удовлетвориться сопротивлением 33 *ком* с разбросом 10%. Заметим, что это дополнительное сопротивление достаточно мало по сравнению со входным сопротивлением ламп УПЧ, которое равно 100 *ком*. Подставляя величину 33 *ком* в соответствующие формулы, получим, что добротность катушки уменьшится со 100 до 53,5, что обеспечит получение требуемых характеристик усилителя. Из этого примера также видно, что если внутреннее сопротивление лампы, соединенной с пер-

вичной цепью этого трансформатора, меньше 33 *ком*, то требуемой добротности Q не получится.

Если в качестве преобразовательной лампы используется триод, то его внутреннее сопротивление будет равно 10—12 *ком*. Однако если применяется преобразователь частоты автодинного типа с обратной связью по промежуточной частоте, то его эффективное внутреннее сопротивление будет больше. Пересчитанное в цепь сетки сопротивление Z_n для этой схемы в среднем равно 20 *ком*. Для получения такого приведенного сопротивления емкость первичной цепи необходимо уменьшить до величины порядка 15 *пф*. Добротность ненагруженных катушек должна быть равна 100. При простом типе триодного преобразователя с внутренним сопротивлением 10 *ком* анодный контур окажется сильно шунтированным, так что максимальный коэффициент усиления по напряжению будет равен для такой схемы примерно 10.

Таким образом, параметры трехлампового усилителя промежуточной частоты имеют следующие величины:

Третья лампа:

Полное сопротивление анодного контура Z_1	13 000 *ом*
Крутизна лампы S	4,4 *ма/в*
Усиление по напряжению, измеренное между сеткой и анодом	57,2
Величина—R_c превышает $R'_{p\,(c)}$ более чем в 10 раз, так что каскад будет работать вполне устойчиво	

Вторая лампа:

Полное сопротивление анодного контура Z_1	16 400 *ом*
Сопротивление трансформатора, пересчитанное в цепь сетки следующей лампы Z_n	7 750 „
Усиление по напряжению, измеренное между сетками второй и третьей ламп Z_2	31
Полное сопротивление вторичного контура	16 400 *ом*
Добротность Q' каждой катушки индуктивности	74,9
Величина QK	1,4
Расстояние между максимумами характеристики $2\Delta f$ . . .	200 *кгц*
Общая емкость первичной цепи	68 *пф*
„ „ вторичной „	68

Чтобы уменьшить добротность катушек индуктивности до требуемой величины Q', необходимо применить шунтирующие сопротивления, вносящие в контуры необходимое затухание.

Индуктивность L, необходимая для настройки контура на частоту 10,7 *Мгц*, равна:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{(2\pi 10{,}7 \cdot 10^6)^2 68 \cdot 10^{-12}}\ гн = 3{,}26\ мкгн.$$

Резонансное сопротивление контура

$$R_p = \omega L Q = 2\pi 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 3{,}26 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 21\,900\ ом.$$

Дополнительное сопротивление, необходимое для уменьшения величины R_p до R'_p, равно:

$$R_x = \frac{16\,400 \cdot 21\,900}{21\,900 - 16\,400} = 65\,400\ ом.$$

Внутреннее сопротивление усилительной лампы очень велико и его можно не учитывать. Для сеточного контура часть дополнительного затухания, для получения которого вводится сопротивление R_x, будет обеспечиваться входным сопротивлением лампы, которое равно 100 *ком*. Поэтому для вторичной цепи трансформатора дополнительное сопротивление R_x следует брать равным

$$R_x = \frac{100\,000 \cdot 65\,400}{100\,000 - 65\,400} = 188\,000\ ом.$$

3. УПЧ с каскадом ограничения

Усилитель промежуточной частоты, рассмотренный в предыдущем параграфе, предназначался для использования с детектором отношений. Характеристики этого типа детектора позволяют использовать его без ограничительного каскада. Если же в приемнике используется детектор дискриминаторного типа, то каскад ограничения становится совершенно необходимым. В приемниках высшего класса часто используются даже два каскада ограничения. Ограничительный каскад может использоваться также и при детекторе отношений, что дает дополнительные преимущества. Одним из наиболее существенных преимуществ от использования ограничителя при детекторе отношений является лучшее подавление импульсных помех. Кроме того, ламповые или полупроводниковые диоды, которые используются в детекторе отношений, следует для получения

оптимальной характеристики соответствующим образом согласовать, а применение ограничителя упрощает эту задачу. Даже при наиболее тщательном согласовании диоды, ламповые или полупроводниковые, оказываются согласованными достаточно хорошо только при одном конкретном значении входного напряжения. Поэтому если ограничительный каскад, стоящий до детектора, обеспечивает постоянство напряжения, подаваемого на детектор отношений, с амплитудой, равной оптимальной (1—2 *в*), то получается значительно лучшая характеристика детекторного каскада. Для минимального искажения сигнала низкой частоты на выходе детектора независимо от его типа необходимо, чтобы характеристики всех каскадов имели достаточно гладкую форму. Слишком большие максимумы или провалы в характеристике приведут к сильному искажению сигнала. Когда в приемнике используется ограничительный каскад, то к форме характеристик отдельных каскадов предъявляются менее жесткие требования, потому что существенно сохранить хорошую форму характеристики для цепи между выходом ограничителя и входом детектора. Настроенные цепи детектора любого типа в большинстве случаев входят в анодную нагрузку ограничителя. Поэтому для удовлетворительной работы детектора необходимо, чтобы характеристика имела требуемую форму именно в этом месте.

Чтобы понять, почему при наличии ограничительного каскада можно отчасти ослабить требование к форме характеристики, следует несколько более детально рассмотреть характеристики ограничителя. Если выходной сигнал анализируется при помощи катодного осциллографа, то можно наблюдать, как увеличение входного напряжения сказывается на уровне выходного сигнала. Если на усилитель подается напряжение определенной частоты, то на выходе будет воспроизводиться то же напряжение, но большей амплитуды, если только усилитель при этом не перегружается. При увеличении входного напряжения напряжение на выходе усилителя, наблюдаемое на экране осциллографа, начиная с некоторого момента, уже не будет больше увеличиваться в соответствии с увеличением входного сигнала. Если на усилитель подается синусоидальный сигнал, то после достижения этим сигналом уровня, при котором начинается перегрузка усилителя, сигнал на выходе усилителя приобретает прямоугольную форму. Эта перегрузка усилителя и определяет эффект ограничения сигнала. Обычно на анод соответствующей лампы подается достаточно

большое напряжение, поэтому при подаче слабого сигнала эффективного ограничения не получается. В ЧМ приемнике этот каскад рассчитывается таким образом, чтобы ограничитель работал и ограничение было хорошим уже при достаточно низком уровне сигнала, скажем 2—3 *в*. Для подачи на вход ограничителя большего напряжения пришлось бы чрезмерно повышать усиление в предыдущих каскадах. Если анод и экранная сетка (в случае пентодов) находятся под очень низкими напряжениями, то происходит уменьшение динамического диапазона входных сигналов. Другими словами, при уменьшении анодного напряжения ограничение будет наступать при более низких уровнях входного сигнала. Поскольку в ЧМ приемнике ограничитель всегда входит в состав усилителя промежуточной частоты, то для ограничения всегда используется пентод. При этом дальнейшее (после начала ограничения) увеличение входного сигнала может привести к уменьшению напряжения на выходе каскада. Это объясняется тем, что с увеличением входного напряжения уменьшается доля периода входного сигнала, в течение которого лампа еще не заперта и проводит сигналы. Этот нежелательный эффект можно свести к минимуму путем соответствующего подбора рабочих напряжений и величин сопротивлений в цепях питания. В обычной схеме ограничителя в сеточной цепи имеется схема автоматического смещения, которая «устанавливает» уровень смещения в соответствии с напряжением на входе ограничителя. Во многих схемах ограничителя напряжение на электроды лампы подается через делители. Однако можно получить хорошее ограничение с постоянным (после ограничения) уровнем выходного сигнала также в случае, когда в цепи питания анода и экранной сетки используется общее высокоомное сопротивление.

При демонстрации принципа ограничения можно видеть, что независимо от формы входного сигнала сигнал на выходе каскада как бы срезан по обе стороны от некоторого уровня. Этот эффект имеет много полезных применений, но при ЧМ приеме это означает, что производится большое число гармоник входной частоты. Поэтому необходимо, чтобы характеристика усилителя имела соответствующие «мертвые» полосы или чтобы эти гармоники вообще не попадали на вход усилителя.

Настроенный контур в анодной цепи ограничителя, который обычно является детектором, отфильтровывает все образующиеся гармоники и пропускает на выход приемни-

ка только сигнал промежуточной частоты. Выше указывалось, что в большинстве схем ограничителя имеется та или иная цепь автоматического смещения. Она обычно состоит из параллельно соединенных конденсатора и сопротивления, которые включены последовательно с сеточным колебательным контуром. На этой комбинации сопротивления и емкости возникает постоянное отрицательное напряжение, абсолютная величина которого увеличивается по мере увеличения уровня входного сигнала. Это отрицательное напряжение можно использовать для автоматической регулировки усиления предыдущих ламп приемника. Задержка АРУ может осуществляться при помощи низкоомного сопротивления в катодной цепи лампы ограничительного каскада. Любая амплитудная модуляция или любые изменения амплитуды, возникающие в принимаемом сигнале, будут детектироваться, и на сопротивлении и конденсаторе в сеточной цепи ограничителя будет выделяться низкочастотный сигнал. Если постоянная времени развязывающей цепи АРУ невелика, то эти изменения амплитуды будут передаваться обратно в предшествующие каскады, что приведет к сглаживанию колебаний амплитуды. При этом в схеме не требуется никаких дополнительных деталей. Если же эта обратная связь, напряжение которой модулировано по амплитуде, не используется, то постоянную времени в сеточной цепи ограничителя следует выбирать малой. Обычными величинами для сеточной цепи ограничителя являются $R=100\,000$ *ом* и $C=47$ *пф*.

Поскольку в сеточной цепи ограничителя проходит сеточный ток, то в колебательный контур вносятся значительные потери. При расчетах настроенного трансформатора промежуточной частоты в сеточной цепи ограничителя это дополнительное шунтирование следует принять во внимание. Если сопротивление утечки составляет не менее 100 *ком*, то дополнительное шунтирование эквивалентно сопротивлению, величина которого равна половине сопротивления утечки. Так, если сопротивление утечки равно 100 *ком*, то можно считать, что параллельно колебательному контуру включено сопротивление 50 *ком*. Если уровень входного сигнала достаточно велик, то сигнал на выходе ограничителя будет одинаковым для всех частот, на которых сигнал на сетке превышает уровень ограничения. Изменения выходного напряжения на разных частотах, связанные с изменениями характеристик каскадов, стоящих до ограничителя, будут поэтому сглажены. Но, конечно, нельзя

плохую конструкцию УПЧ оправдывать ссылкой на это обстоятельство.

На рис. 25 приведена схема пентодного ограничителя обычного типа. В качестве ограничителей можно также использовать и диоды. Полупроводниковые диоды, имеющие низкую паразитную емкость и низкое сопротивление в прямом направлении, могут быть поставлены в такой режим работы, чтобы при превышении входным напряжением некоторого уровня они начинали проводить и, следовательно, шунтировать настроенные контуры, параллельно которым они включены. Величина фиксированного смещения подбирается из условия отсутствия шунтирования контуров до тех пор, пока на колебательном контуре не разовьется высокочастотное напряжение достаточной величины. Когда диод проводит, его прямое сопротивление шунтирует колебательный контур. Если в схемах, подобных показанным на рис. 25, применить в качестве ограничителей две лампы, то можно получить результаты, близкие к наилучшим. При использовании диода обычно оказывается, что для получения тех же результатов, которые дает применение одного пентодного ограничителя, необходимы две такие схемы. Вместе с тем следует подчеркнуть, что независимо от типа ограничителя качество ограничения должно быть достаточно высоким. В противном случае получается очень низкое качество приема. Фактически большинство преимуществ ЧМ радиовещания может быть реализовано только при хороших характеристиках ограничительного каскада.

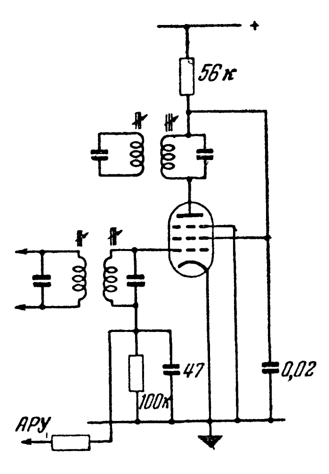


Рис. 25. Ограничительный каскад на пентоде.

4. УПЧ для приемников частотно- и амплитудно-модулированных сигналов

Большинство ЧМ приемников приспособлено также и для приема вещательных станций, работающих на средних и длинных волнах. В некоторых приемниках предусматривается также прием и коротких волн. При этом усилитель

промежуточной частоты 10,7 *Мгц*, используемый при ЧМ приеме, не будет обладать достаточной избирательностью при АМ приеме.

Почти повсеместно для АМ приема используется стандартная промежуточная частота 450—480 *кгц*. В этом «низкочастотном» УПЧ можно использовать те же самые лампы, что и в усилителе промежуточной частоты 10,7 *Мгц*. В первых комбинированных приемниках переход с одной промежуточной частоты на другую осуществлялся при помощи отдельного переключателя, механически связанного с переключателем рода работы (АМ—ЧМ прием). В таких приемниках используются две группы трансформаторов промежуточной частоты. Сетки и аноды ламп соединяются с роторными, а трансформаторы — со статорными пластинами переключателей; трансформаторы частоты 10,7 *Мгц* соединяются с контактами на одной стороне статора, а трансформаторы частоты 450—480 *кгц* — с контактами на другой стороне. Эта система переключения представлялась наиболее эффективной, однако ее фактическая эффективность из-за паразитных емкостей и длинных соединительных проводников, необходимых для монтажа переключения, оказалась небольшой. Необходимость применения длинных проводников заставляет уделить большое внимание экранированию входа УПЧ от его выхода. Кроме того, система переключения сеток и анодов лампы увеличивает емкость сетка — анод, что в свою очередь ограничивает максимальное усиление, которое можно получить от каждой лампы УПЧ. Использование переключателя увеличивает, кроме того, стоимость всего приемника.

Использование резко отличных промежуточных частот позволяет значительно упростить задачу объединения двух усилителей промежуточной частоты без переключения. Метод объединения двух комплектов трансформаторов промежуточной частоты заключается в следующем. Один конец первичной обмотки трансформатора частоты 10,7 *Мгц* присоединяется к аноду лампы. Второй конец этой обмотки соединяется с одним из концов первичной обмотки трансформатора «низкой» промежуточной частоты. На другой конец этой обмотки подается обычным образом анодное напряжение. Вторичные обмотки трансформаторов также соединяются последовательно, причем непосредственно с сеткой следующей лампы соединяется конец вторичной обмотки трансформатора частоты 10,7 *Мгц*. Работоспособность этой системы определяется следующими обстоятельствами.

Индуктивность трансформаторов высокой промежуточной частоты на частоте 450—480 *кгц* значительно меньше индуктивности трансформаторов низкой промежуточной частоты, поэтому при приеме АМ сигналов она не оказывает почти никакого влияния. Конденсаторы настройки обмоток трансформатора высокой промежуточной частоты шунтируются этим низким сопротивлением, так что влияние их емкости оказывается незначительным. При усилении сигнала частоты 10,7 *Мгц* обмотки трансформаторов низкой промежуточной частоты будут иметь очень высокое полное сопротивление. Они также шунтируются соответствующими конденсаторами настройки, которые, напротив, на частоте 10,7 *Мгц* имеют очень низкое сопротивление.

Две группы трансформаторов промежуточной частоты соединяются в каждом каскаде УПЧ последовательно, что позволяет одновременно усиливать сигналы частот 10,7 *Мгц* и 450—480 *кгц*. Если интенсивность одного или обоих сигналов на любой из сеток ламп, которые усиливают два сигнала, не превышает определенного уровня, то смешения этих сигналов происходить не будет. Конечно, такое смешение было бы крайне нежелательным, и поэтому следует принять все меры для предотвращения этого эффекта. В результате этого смешения возникает хорошо известный эффект перекрестной модуляции, связанный с кривизной ламповых характеристик. Уровень сигнала, при котором возникает этот эффект, зависит от конкретно используемых ламп и их рабочих режимов. Однако в любом случае, когда разделение сигналов осуществить довольно просто, нецелесообразно ориентироваться на максимальную величину принимаемых сигналов. Сигналы высокой промежуточной частоты являются частотно-модулированными и, следовательно, будут подаваться на ЧМ детектор. Сигналы низкой промежуточной частоты будут подаваться соответственно на АМ детектор. Так как ЧМ детектор частоты 10,7 *Мгц* не будет чувствителен к сигналам низкой промежуточной частоты и наоборот, то окончательное разделение двух сигналов можно выполнить довольно просто. В результате можно получить два сигнала низкой частоты, которые через цепь регулировки усиления подаются на усилитель низкой частоты. При этом лишь необходима система контактов на переключателе рода работы с тем, чтобы схема регулировки усиления соединялась с соответствующим детектором. В случае, когда существует опасность перекрестной модуляции, необходимо предотвратить одновре-

менную подачу на УПЧ двух сигналов различной промежуточной частоты, так как при этом детекторы уже не будут достаточно эффективно разделять эти сигналы. Для этого можно применить два способа:

1. При приеме ЧМ сигналов производится отключение местного гетеродина, предназначенного для АМ приема, и соответственно наоборот.

2. Роторная часть переключателя соединяется с точкой соединения вторичных обмоток обоих трансформаторов (обычно в первом каскаде УПЧ). Контакты на каждой стороне статора закорачивают обмотку трансформатора низкой или высокой промежуточной частоты соответственно. Необходимые для этого группы контактов располагаются на переключателе рода работы. Опасность перекрестной модуляции, таким образом, устраняется, а под напряжением промежуточной частоты оказывается только одна группа контактов. За счет этого устраняется отрицательное влияние увеличения емкости анод — сетка, что позволяет получить от каждого каскада наибольшее усиление. Однако для получения оптимальных результатов требуется удовлетворить некоторым специальным условиям. Дело в том, что сами трансформаторы промежуточной частоты имеют паразитную емкость между первичной и вторичной обмотками, причем трансформаторы высокой промежуточной частоты (10,7 *Мгц*) имеют меньшую паразитную емкость. Поскольку обмотки трансформаторов включены последовательно, то эквивалентная емкость между обмотками трансформатора частоты 10,7 *Мгц* будет являться емкостью связи с трансформатором низкой частоты. Если взаимное расположение трансформаторов в схеме изменить на обратное, то эти паразитные эффекты будут гораздо более заметными, так как трансформаторы низкой промежуточной частоты имеют большую емкость между обмотками. Кроме того, влияние емкости между одноименными обмотками двух трансформаторов будет гораздо более заметным на частоте 10,7 *Мгц*. В связи с этим наиболее целесообразным является размещение трансформаторов высокой промежуточной частоты между электродами ламп и соответствующими трансформаторами низкой промежуточной частоты.

Трансформаторы низкой промежуточной частоты являются стандартными, широко применяющимися в радиовещательных приемниках. Поскольку лампы, используемые в ЧМ приемниках, имеют значительную крутизну, то может иметь место нестабильная работа схемы при приеме

АМ сигналов. К сожалению, оптимальные величины емкостей, применяемых для нейтрализации каскадов УПЧ на частоте 10,7 *Мгц*, не являются оптимальными для низкой промежуточной частоты. Поэтому следует выбрать некоторые компромиссные значения. Если трансформаторы промежуточной частоты, используемые при приеме АМ сигналов, будут иметь бóльшую, чем обычно, величину настроечной емкости или, другими словами, если действующая величина R'_p будет уменьшена, то схема будет работать достаточно стабильно. Поскольку лампы имеют более высокую крутизну, то усиление каскада будет при этом таким же, как при меньшей крутизне лампы и более высоком действующем сопротивлении R'_p. Часто целесообразно использовать стандартные трансформаторы низкой промежуточной частоты, предназначенные для обычных радиовещательных приемников. Чтобы при этом можно было получить необходимые отводы, настроечный конденсатор следует составить из двух последовательно соединенных конденсаторов такой емкости, чтобы общая их емкость составляла величину, необходимую для настройки катушки на требуемую частоту, а отношение емкостей этих конденсаторов выбирается таким, чтобы обеспечить уменьшение действующей величины R'_p до значения, необходимого для стабильной работы схемы. Сетка лампы соединяется с точкой соединения этих двух конденсаторов. Для подачи необходимого сеточного смещения в сеточную цепь включается сопротивление утечки.

Описанный способ требует двух дополнительных элементов: сопротивления и емкости. В вещательных приемниках обычного типа этот способ применяется только в том каскаде УПЧ, в котором используется лампа с большой крутизной. Поэтому стоимость двух дополнительных элементов оказывается много дешевле, чем использование специального нестандартного трансформатора низкой промежуточной частоты.

5. Настройка УПЧ

Как и при настройке усилителя высокой частоты, здесь также весьма целесообразно использовать генератор качающейся частоты. Конечно, необходимую настройку УПЧ можно осуществить и при помощи сигнал-генератора, но это потребует гораздо большей затраты времени. Настройка УПЧ состоит в налаживании совместной работы каска-

дов УПЧ и обеспечении необходимой ширины полосы пропускания усилителя.

При испытании нового приемника каждый каскад следует сначала наладить в отдельности, причем целесообразно начать с последнего каскада УПЧ. При этих наладках потребуется детектор, в качестве которого можно использовать обычный амплитудный детектор. В ходе испытаний к выходу каждого каскада можно подключить ламповый вольтметр.

В качестве первого шага следует настроить контуры на нужную частоту и, если потребуется, определить коэффициент усиления каскада. Затем следует измерить полосу пропускания каскада. Если она не соответствует заданной, то необходимо уменьшить или увеличить расстояние между обмотками трансформатора. Если в схеме используется специально сконструированный трансформатор, то регулировку целесообразно начать с большого расстояния между обмотками (отсутствие связи). Это даст уверенность в том, что будет получена характеристика с одним максимумом. Затем расстояние между обмотками уменьшают до получения требуемой связи между ними. Подбор этого расстояния довольно критичен. Для удобства регулировок следует одну из обмоток намотать на слое бумаги, что позволяет легко передвигать ее по каркасу. Конечно, для настройки можно пользоваться магнитодиэлектрическим сердечником, передвигая его внутри каркаса. После каждой регулировки положения обмоток трансформатор необходимо экранировать. Обычно лучше всего отрегулировать сначала трансформаторы 10,7 *Мгц*, а уже затем трансформаторы «низкой» промежуточной частоты. Трансформаторы частоты 10,7 *Мгц* следует подстраивать после любых регулировок трансформаторов «низкой» промежуточной частоты, поскольку эти регулировки вносят в схему некоторые изменения. В приемниках, предназначенных для приема только ЧМ сигналов, трансформаторы низкой промежуточной частоты, естественно, не применяются.

После того как получены необходимые характеристики каждого отдельного каскада, следует проверить общее усиление и полосу пропускания УПЧ. Так как характеристики каждого отдельного каскада соответствуют требуемым, то всякое отклонение характеристики всего УПЧ в целом связано лишь с появлением обратных связей, неэффективной развязкой отдельных каскадов или их недостаточной экранировкой. После полной отладки УПЧ можно подключить

преобразователь частоты и усилитель высокой частоты и проверить характеристики уже всего приемника в целом.

Кроме коэффициента усиления и полосы пропускания, можно измерить также величину отношения сигнал/шум. Для этой цели целесообразно использовать диодный генератор шумов, так как ширина полосы пропускания в данном случае не влияет на измерения. Методика измерения отношения сигнал/шум заключается в следующем. К антенным зажимам приемника подключается генератор шумов, а на выход приемника включается измерительный прибор. Сначала при выключенном генераторе измеряется напряжение собственных шумов приемника. Затем коэффициент усиления УПЧ уменьшается на 3 *дб* и включается генератор шумов, выходное напряжение которого увеличивают до тех пор, пока показание прибора на выходе приемника не примет первоначального значения. При этом шум-фактор приемника можно определить прямо по шкале выходного напряжения генератора шумов. Данный метод предполагает, как легко видеть, возможность регулировки коэффициента усиления УПЧ.

Если известна характеристика лампового вольтметра, то можно определить, когда мощность шума на выходе приемника удваивается. В этом случае мощность собственных шумов приемника также измеряется при присоединенном, но выключенном генераторе шумов. Затем генератор включается и напряжение шумов на выходе приемника увеличивается на 3 *дб* (что соответствует отношению мощностей, равному 2). Если определение 3-децибельного увеличения мощности шумов производится последним методом, то для получения точных результатов детектор должен работать в линейном режиме.

Наиболее удовлетворительным выходным измерительным устройством является термопара или болометр, которые устанавливаются в последнем колебательном контуре УПЧ и нагреваются шумовым током. Как правило, использование термопары требует весьма чувствительного гальванометра. Время, необходимое для проведения измерения при таких чувствительных приборах, довольно велико. Поэтому целесообразно использовать их лишь для предварительной калибровки более грубого лампового вольтметра с тем, чтобы мощность шумов можно было считывать прямо по его шкале.

Для определения коэффициента шума приемника можно использовать также сигнал-генератор. Процесс измерения

этим способом отнимает больше времени и дает меньшую точность, чем в случае диодного генератора шумов.

При разработке приемника желательно иметь возможность во время любой регулировки схемы или при внесении любых изменений быстро измерить отношение сигнал/шум (шум-фактор приемника). Такие измерения удобно проводить следующим образом. С выходным колебательным контуром УПЧ соединяют обычный амплитудный детектор (например, полупроводниковый диод), что позволяет наблюдать шумы на экране осциллографа. Напряжение на осциллограф подается через усилитель, имеющий широкую полосу пропускания. Соединительные провода между осциллографом и испытываемым приемником должны быть короткими и иметь малую паразитную емкость. После присоединения сигнал-генератора к антенным гнездам производится модуляция его выходного напряжения. Глубина модуляции должна быть максимальной, желательна 100-процентная модуляция прямоугольными импульсами. Затем выходное напряжение сигнал-генератора уменьшают до тех пор, пока видимая на экране осциллографа модуляция не будет иметь ту же амплитуду, что и шумы, т. е., другими словами, пока отношение сигнал/шум, видимое на экране осциллографа, не станет равным единице. При улучшении характеристик приемника выходное напряжение сигнал-генератора следует соответственно уменьшить с тем, чтобы отношение сигнал/шум по-прежнему равнялось единице.

На данном этапе мы можем также определить эффективность любых применяемых ограничителей и характеристику цепи АРУ. При удовлетворительной работе ограничителя напряжение на выходе приемника не будет изменяться, если сигнал от генератора будет увеличиваться сверх определенного уровня. Для высокочувствительного приемника уровень ограничения выбирается равным 4—6 *мкв*. Если входной сигнал превышает этот уровень, то сигнал на выходе приемника остается неизменным. Работа системы АРУ проверяется так же, как и в случае обычного вещательного приемника. Конечно, характеристика системы АРУ имеет большое значение только при приеме амплитудно-модулированных сигналов комбинированными приемниками АМ и ЧМ сигналов. При приеме частотно-модулированных сигналов ограничительный каскад обеспечивает почти идеальную характеристику системы АРУ, так как функцией АРУ в этом случае является только предохранение приемника от сильных ЧМ сигналов на его входе.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЧМ ДЕТЕКТОР

1. Общие замечания

Прием ЧМ радиовещания без ЧМ детектора был бы фактически невозможен. Некоторые результаты можно было бы получить при использовании слегка расстроенного АМ приемника. Возможность такого приема ЧМ сигналов будет показана ниже.

Требования, предъявляемые к любому ЧМ детектору, можно сформулировать следующим образом:

1. Изменения частоты сигнала должны преобразовываться в изменения амплитуды.

2. Чтобы искажения при приеме были малыми, необходима прямая пропорциональность между изменениями частоты и амплитуды.

3. Преобразование должно быть достаточно эффективным.

2. Одноконтурный детектор

В обычном АМ приемнике диодный детектор соединяется с последним колебательным контуром приемника. Этот контур настроен на несущую или промежуточную частоту сигнала (если приемник супергетеродинного типа). Принцип действия такой схемы хорошо известен. Полоса пропускания различных цепей должна обеспечивать прием несущей частоты полезного сигнала и его боковых частот. Изменения несущей частоты сигнала (в пределах полосы пропускания) не должны приводить к каким-либо изменениям напряжения на выходе приемника. Поэтому если несущий сигнал будет модулирован по частоте, то на выходе не появится никакого напряжения. Однако если последний колебательный контур в схеме приемника несколько расстроен, так что несущая частота при отсутствии модуляции попадает на склон резонансной характеристики, то при частотной модуляции сигнала будет осуществляться преобразование этой модуляции в амплитудную. Когда несущая частота будет изменяться в одном направлении (например, увеличиваться), сигнал на выходе также будет увеличиваться, поскольку несущая частота будет при этом приближаться к резонансной частоте колебательного контура, а при изменении несущей частоты в другую сторону выходной сигнал будет, естественно, уменьшаться. Чтобы иска-

жения модулирующего сигнала были при этом не очень велики, участок резонансной кривой, в пределах которого изменяется частота несущего сигнала, должен быть линейным. С этой целью, чтобы обеспечить преобразование частотно-модулированного сигнала при больших девиациях частоты, используемых в ЧМ радиовещании, контур следует сильно зашунтировать, так как действующая добротность колебательного контура для уменьшения искажений должна быть малой. Вследствие расстройки этого контура усиление последнего каскада будет малым. Общая эффективность этой схемы поэтому очень низка и она используется весьма редко.

3. Двухконтурный детектор (дискриминатор)

Этот тип детектора является одним из первых, который был использован для детектирования ЧМ сигналов. В большинстве типов вещательных приемников амплитудно-модулированных сигналов, разработанных несколько лет назад, эта схема применяется для автоматической подстройки частоты. Постоянное напряжение на выходе детектора используется для изменения крутизны реактивной лампы. Это постоянное напряжение подается на реактивную лампу вместо сигнала низкой частоты, как было описано в § 7 введения. В другой схеме это постоянное напряжение используется для вращения маломощного мотора в том или ином направлении до получения точной настройки. Мотор имеет двойную обмотку и направление его вращения зависит от полярности постоянного напряжения, поступающего от дискриминатора. На оси мотора устанавливается маленький переменный конденсатор.

Схема дискриминатора включает в себя последнюю лампу усилителя промежуточной частоты. В качестве анодной нагрузки лампы используются два колебательных контура, соединенных последовательно. С каждым контуром соединяется диодный детектор. Резонансные частоты контуров разные. Один из контуров настроен на более высокую частоту, чем несущая или промежуточная частота сигнала, второй — на более низкую. Величина расстройки обоих контуров относительно частоты сигнала одинакова. На рис. 26 показана принципиальная схема такого двухконтурного дискриминатора. На рис. 27 приведен график выходного напряжения дискриминатора в зависимости от частоты.

Чтобы искажения при преобразовании частотной моду-

ляции сигнала в амплитудную были невелики, центральная часть кривой на рис. 27 должна быть линейной. Если требуемая девиация частоты равна $2\Delta f$, то для обеспечения

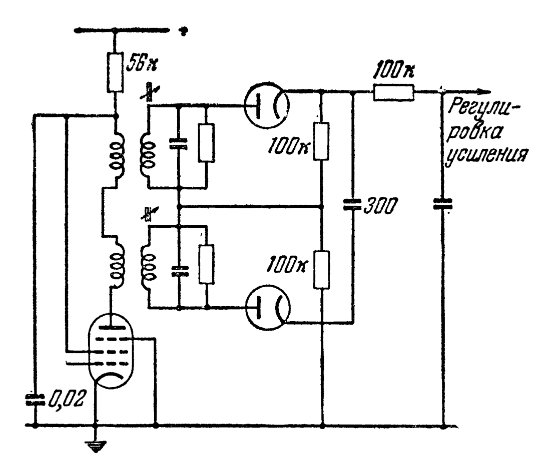


Рис. 26. Двухконтурный дискриминатор.

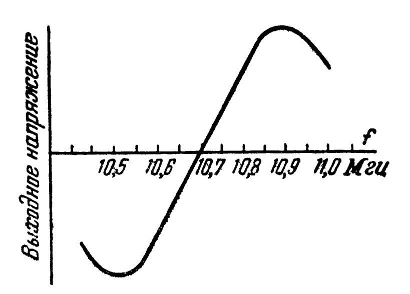


Рис. 27. Характеристика дискриминатора.

необходимой линейности характеристики величина Q' должна равняться

$$Q' = \frac{f_{np}}{2\Delta f}. \qquad (1)$$

Такая добротность обеспечивает, кроме того, максимальную эффективность дискриминатора.

Принцип работы схемы можно пояснить следующим образом. Когда принимается немодулированный сигнал нужной частоты, то на каждый диод поступает соответ-

ствующее напряжение высокой частоты. Под влиянием этого напряжения на нагрузочном сопротивлении каждого диода возникает постоянное напряжение, величина которого будет зависеть от величины приложенного напряжения высокой частоты. Нагрузки обоих диодов соединены так, что эти постоянные напряжения оказываются противоположными по знаку. В результате, напряжение на выходных зажимах будет равно нулю. При изменении частоты входного сигнала (сигнал модулирован по частоте) напряжение, развиваемое на одном колебательном контуре, будет больше напряжения на втором контуре. В контуре, который настроен или почти настроен на новую частоту, будет развиваться большой сигнал, а в цепи, резонансная частота которой более удалена от новой рабочей частоты, сигнал будет иметь меньшую величину, чем в первом случае, когда частота сигнала не модулировалась. Результирующие постоянные напряжения на нагрузках диодов при этом уже не будут уничтожаться, так что выходное напряжение схемы будет не равно нулю. Можно считать, что если при изменении частоты сигнала происходит увеличение напряжения на выходе, то это напряжение положительно. Тогда уменьшение частоты сигнала относительно первоначальной приведет к появлению на выходе отрицательного напряжения. Полярность выходного напряжения в случае надобности, конечно, можно изменить.

Таким образом, легко видеть, что если частота сигнала изменяется в связи с наличием частотной модуляции, то выходное напряжение в этой схеме будет совпадать с исходным модулирующим напряжением. Это выходное напряжение проходит через усилитель низкой частоты и подается на громкоговоритель.

Выше указывалось, что напряжение, развиваемое на нагрузочных сопротивлениях диодов, зависит от амплитуды высокочастотного сигнала, подаваемого на каждый диод. В связи с этим ЧМ детектор данного типа не обладает сам по себе ограничительными свойствами. Поэтому для обеспечения высококачественного ЧМ приема необходимо ввести в состав УПЧ ограничительный каскад того или иного типа, который обеспечивал бы постоянство напряжения высокой частоты, подводимого к каждому диоду. В схеме, показанной на рис. 26, используются трансформаторы с настроенными вторичными цепями и ненастроенными первичными. Можно также использовать трансформаторы с двумя настроенными цепями. Лампа УПЧ, имеющая в качестве на-

грузки дискриминатор рассматриваемого типа, может работать в режиме ограничения. Если для этого применяется лампа с большой крутизной, то ее действующая крутизна будет равна примерно 2 *ма/в*. Внутреннее сопротивление R_i будет очень высоким и его можно не учитывать. По теории для каждого контура требуются разные величины Q. Но даже если считать их равными, то допускаемые за счет этого ошибки будут очень малыми.

Если промежуточная частота равна 10,7 *Мгц*, а полоса между максимумами характеристики $2\Delta f = 200$ *кгц*, то

$$Q' = \frac{10,7}{0,2} = 53,5.$$

Напряжение на выходе дискриминатора является функцией крутизны лампы и величины входного напряжения, а также отношения взаимной индуктивности к индуктивности вторичной цепи и результирующего резонансного сопротивления вторичной цепи R'_p. Кроме того, следует принять во внимание к. п. д. детектора. Тогда напряжение на выходе такого дискриминатора, выраженное в вольтах на килогерц, определится следующим выражением:

$$E_{вых} = SS_x E_{c1} R'_p \frac{M}{L_2} \eta, \qquad (2)$$

где $E_{вых}$ — выходное напряжение дискриминатора в вольтах на килогерц девиации;

S_x — крутизна дискриминационной характеристики;

S — крутизна лампы, анодной нагрузкой которой является дискриминатор;

E_{c1} — входное напряжение на сетке лампы;

R'_p — резонансное сопротивление настроенной вторичной цепи дискриминатора;

M — взаимная индуктивность между первичной и вторичной цепями дискриминатора;

L_2 — индуктивность вторичной цепи дискриминатора;

η — к. п. д. детектора.

Величина S_x определяется формулой

$$S_x = \frac{8Q'^2 \Delta f}{f^2 (1 + Q'^2 F^2)^{3/2}}, \qquad (3)$$

где

$$F = \frac{2\Delta f}{f_{пр}}.$$

Паразитные емкости схемы могут значительно изменить действующую характеристику схемы. Емкость между анодами обоих диодов приводит к связи двух колебательных контуров, в результате чего получается полосовой фильтр. Кроме того, получение правильной формы дискриминационной кривой затруднено в случае слишком большого сопротивления одной или обеих первичных цепей.

Рассмотрим в качестве примера дискриминатор, используемый на частоте 10,7 *Мгц*, который имеет следующие параметры: $Q' = 53{,}5$; $E_{c1} = 1$ *в*; $R'_p = 10\,000$ *ом*; $L_2 = 2{,}795$ *мкгн*; $M = 0{,}619$ *мкгн*; $S = 2$ *ма/в*.

Шунтирующее сопротивление, включаемое параллельно вторичной цепи для уменьшения ее добротности Q до значения Q', будет равно 18 500 *ом*. Индуктивность первичной цепи определяется из выражения

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \qquad (4)$$

откуда

$$L_1 = \frac{M^2}{K^2 L_1}.$$

Полагая $K = 0{,}4$, получим:

$$L_1 = \frac{(0{,}619 \cdot 10^{-6})^2}{(0{,}4)^2 \cdot 2{,}795 \cdot 10^{-6}}\ гн = 0{,}855\ мкгн.$$

Чувствительность при уровне входного сигнала 1 *в* будет равна 0,0228 *в* на 1 *кгц* девиации. Для уменьшения влияния емкости между вторичными цепями дискриминатора используется низкая величина R'_p, которая выбирается из расчета, чтобы емкостное реактивное сопротивление было в 5 раз больше, чем R'_p, т. е. составляло в нашем примере 50 000 *ом*. Так как первичные цепи дискриминатора соединяются последовательно, то для предотвращения нежелательной связи следует обеспечить малую величину полного сопротивления каждой обмотки. Это сопротивление для каждой первичной обмотки определяется формулой

$$Z_{св\,(1)} = R'_p \left(\frac{M}{L_2}\right)^2. \qquad (5)$$

В рассматриваемом примере величина Z_2 равна 500 *ом*, т. е. тоже составляет одну пятую величины паразитного реактивного сопротивления всего первичного контура.

Таким образом, методика расчета данной схемы дискриминатора должна быть следующей:

1. Из выражения (1) определяется величина действующей добротности Q'.

2. Измеряется величина емкости между вторичными цепями дискриминатора и определяется ее реактивное сопротивление $X_{св\,(2)} = \frac{1}{\omega C}$.

3. Выбирается величина R'_p для каждой вторичной цепи дискриминатора. Выбор производится из условия $X_{св\,(2)} \geqslant \geqslant 5R'_p$.

4. Из формулы $L_2 = \frac{R'_p}{\omega Q'}$ определяется величина L_2, обеспечивающая необходимое значение R'_p.

5. Определяются емкости конденсаторов, необходимые для настройки каждой из вторичных цепей на частоту соответствующего максимума.

6. Определяется величина шунтирующего сопротивления, необходимого для уменьшения добротности катушки Q до величины Q'.

7. Определяется или выбирается реактивное сопротивление $X_{св\,(1)}$ первичной цепи дискриминатора.

8. Определяется величина $R'_p \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 = \frac{1}{5} X_{св\,(1)}$.

9. Выбирается величина коэффициента связи K (обычно K равно 0,3 или 0,4).

10. Из формулы (5) определяется величина M.

11. Из формулы (4) определяется величина L_1.

12. Из формулы (3) определяется крутизна дискриминационной кривой.

13. По формуле (2) определяется чувствительность дискриминатора.

4. Фазовый дискриминатор

Оба типа ЧМ детектора, описанные в предыдущих разделах, имеют ряд недостатков. В двухконтурном дискриминаторе, например, существуют ограничения, связанные с паразитными связями и т. п. В настоящее время обе эти схемы используются редко; вместо них применяется фазовый детектор или его последняя модификация — детектор отношений. Обе эти схемы работают аналогично,

но в данном параграфе будет описан только фазовый детектор. Изменения схемы фазового детектора, которые привели к образованию детектора отношений, будут описаны в § 5.

На рис. 28 приведена схема фазового детектора, предложенная Фостером и Сили. В состав детектора входит трансформатор с двумя настроенными цепями. Вторичная

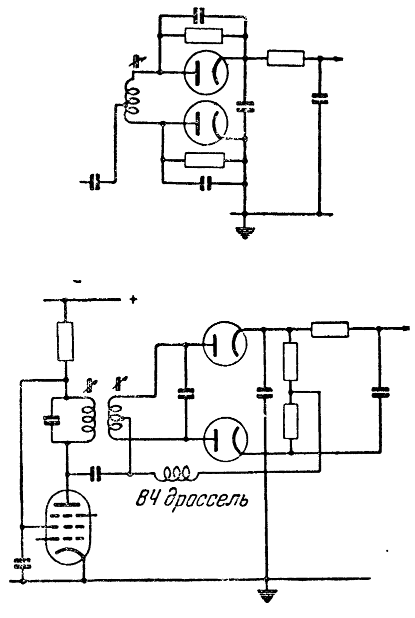


Рис. 28. Фазовый дискриминатор.
Вверху показана другая схема включения сопротивления нагрузки диодов, позволяющая обойтись без ВЧ дросселя.

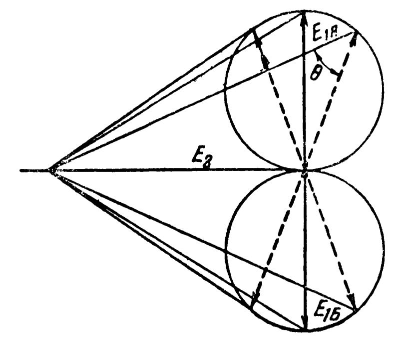


Рис. 29. Векторная диаграмма фазового детектора ($\theta = 45°$).

обмотка трансформатора имеет средний вывод. Этот вывод можно образовать, например, путем разделения конденсатора настройки на две части. Если отвод выполняется именно таким способом, то можно исключить изолирующий конденсатор между анодом и средним выводом. Два диода соединяются с концами настроенной вторичной обмотки, так что напряжение на каждом конце будет сдвинуто по фазе относительно напряжения на центральном отводе на 180°. Напряжение на аноде лампы УПЧ (которая часто работает в режиме ограничения) сдвинуто по фазе относительно напряжения на диодах на 90°. На рис. 29 представлена векторная диаграмма фазового детектора: E_{1A}, $E_{1Б}$ — векторы напряжений, подаваемых на диоды; E_2 — вектор напряжения, подаваемого на центральный отвод.

Как и в случае двухконтурного дискриминатора, напряжения, возникающие на нагрузках диодов, будут взаимно уничтожаться. Такое взаимное уничтожение будет иметь место в случае, когда $E_{1A} = E_{1Б}$ и вектор E_2 сдвинут по фазе относительно E_{1A} и $E_{1Б}$ на 90°. Другими словами, при этом входная частота будет равна резонансной или „средней“ частоте контура. Когда входная частота изменяется в пределах рабочего диапазона схемы, то векторы E_{1A} и $E_{1Б}$ будут вращаться. Пунктирные векторы (рис. 29) показывают максимальную степень отклонения для E_{1A}, $E_{1Б}$. Как и в случае двухконтурного дискриминатора, выходные напряжения обоих диодов при этом уже не будут уничтожаться, так что выходное напряжение всей схемы будет не равно нулю. Изменение частоты входного сигнала в противоположном направлении приведет к изменению направления вращения векторов. Поскольку частота входного сигнала меняется при этом относительно резонансной частоты контура, то напряжение на выходных зажимах будет увеличиваться. Это увеличение выходного напряжения продолжается до тех пор, пока векторы E_{1A} и $E_{1Б}$ не отклонятся от центрального положения на 45°. Дальнейшее изменение частоты приведет к увеличению угла между соответствующими векторами, и выходное напряжение схемы уменьшится. Это обстоятельство является причиной того, что дискриминационная характеристика в некоторый момент загибается и вновь возвращается к нулю. Форма характеристики фазового дискриминатора аналогична форме кривой на рис. 27.

Как и во всех схемах для детектирования ЧМ сигналов, в данном случае существуют оптимальные величины различных элементов схемы, которые обеспечивают наибольшую чувствительность дискриминатора и наименьшие искажения сигнала при детектировании. В зависимости от назначения дискриминатора следует уделять внимание тем или иным элементам схемы и добиваться улучшения различных характеристик схемы. Так, если такая схема используется для автоматической подстройки частоты, то величины элементов схемы следует выбрать так, чтобы обеспечить ее максимальную чувствительность. Плохая линейность характеристики, т. е. непропорциональность выходного напряжения изменению частоты, в этом случае не имеет большого значения. С другой стороны, в радиовещательном приемнике необходимо ми-

нимальное искажение принимаемого сигнала. Поэтому в интересах хорошей линейности (малых искажений) можно пойти даже на некоторое уменьшение чувствительности дискриминатора.

Можно предложить следующую методику определения подходящих величин различных элементов схемы. Во-первых, как и в предыдущем примере, необходимо определить эффективную добротность Q' по формуле

$$Q' = \frac{f_{np}}{2\Delta f}.$$

Затем следует выбрать величины индуктивностей для первичной и вторичной цепей дискриминатора. Чтобы получить оптимальные результаты, необходимы, вообще говоря, различные индуктивности катушек. Это связано с различным отношением напряжений в первичной и вторичной цепях. Если E_1 — напряжение в первичной, а E_2 — во вторичной цепи, то требуемое отношение определяется выражениями:

$$\frac{E_1}{E_2} = 2; \quad \frac{E_1}{E_2} = Q'K\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, \tag{6}$$

где L_1 и L_2 — индуктивности первичной и вторичной обмоток соответственно.

Когда $\frac{E_1}{E_2} = 2$, то наилучшие (в смысле линейности дискриминационной характеристики) результаты получаются при $Q'K = 2$. Если, однако, $2\Delta f$ выбирается равным $2 \cdot 100$ *кгц*, а не $2 \cdot 75$ *кгц*, то $Q'K$ можно уменьшить до 1,5. При этом чувствительность детектора увеличивается примерно на 40% и все еще можно обеспечить хорошую линейность характеристики. Поэтому будем задаваться следующими расчетными формулами:

$$Q'K = 1{,}5; \quad \frac{E_1}{E_2} = 2.$$

Из (6) следует, что

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{E_1}{E_2 Q'K}\right)^2 = \left(\frac{2}{1{,}5}\right)^2 = 1{,}78.$$

Для получения максимального к. п. д. детектора величину L_1 следует брать как можно большей. Так как при этом должно удовлетворяться выражение (6), то максимальная

величина L_1 ограничивается емкостью C_2 вторичного контура. В лучшем случае для двойного диода оказывается приемлемой величина C_2, равная 30 *пф*. При известной емкости C_2 индуктивность L_2 определяют из условия резонанса на промежуточной частоте 10,7 *Мгц*.

Чувствительность фазового дискриминатора $E_{вых}$, выраженная в вольтах на килогерц при уровне входного сигнала 1 *в*, определяется формулой

$$E_{вых} = 2SR'_p\eta \frac{Q'K\sqrt{L_2/L_1}}{f_c(1+Q'^2K^2)(1+Q'^2K^2L_2/4L_1)^{1/2}},$$

где S — крутизна лампы, соединенной с первичной цепью, *ма/в*;

R'_p — результирующее полное сопротивление первичной цепи ($R'_p = \omega L_1 Q'$);

Q' — добротность первичной и вторичной цепей;

η — к. п. д. диода;

K — коэффициент связи $\left(K = \frac{1,5}{Q'}\right)$.

Рассмотрим в качестве примера следующие значения параметров:

$f_c = 10,7$ *Мгц*; $S = 2$ *ма/в*;

$2\Delta f = 2\cdot 100$ *кгц*; $C_2 = 30$ *пф*;

$\eta = 80\%$.

Тогда:

результирующая добротность $Q' = \frac{f}{2\Delta f} = \frac{10,7}{0,2} = 53,5$;

индуктивность вторичной цепи $L_2 = 1/\omega^2 C_2 = 7,38$ *мкгн*;
индуктивность первичной цепи $L_1 = L_2/1,78 = 4,15$ *мкгн*;
емкость первичной цепи $C_1 = C_2 L_2/L_1 = 53,4$ *пф*;
коэффициент связи $K = 1,5/Q' = 0,028$;

результирующее сопротивление $R'_p = \omega L_1 Q' = 14\,900$ *ом*;
чувствительность при уровне входного сигнала 1 *в* $E_0 = 0,103$ *в/кгц*.

Величина результирующей добротности Q' и для первичной и для вторичной цепей выбирается равной 53,5. Поэтому добротность катушек необходимо искусственно уменьшить до этой величины при помощи шунтирующего сопротивления. Величина этого сопротивления вычисляется так же, как и в предыдущих примерах.

Следует заметить, что первичная цепь детектора будет шунтироваться также нагрузочными сопротивлениями диодов, которые с точки зрения первичной цепи оказываются включенными параллельно. Если, например, нагрузочное сопротивление каждого диода равно 100 *ком*, то для первичной цепи оно будет представлять нагрузку 50 *ком*. Шунтирование за счет самого диода можно считать эквивалентным половине сопротивления нагрузки, т. е. 50 *ком* для каждой лампы. Таким образом, шунтирование, вызываемое каждым диодом и действующее параллельно шунтированию за счет сопротивления нагрузки, равно 50 *ком*. Из этого примера видно, что необходимо, чтобы емкость настройки вторичного контура была как можно меньшей. Поскольку часть емкости диодных цепей включается параллельно первичному контуру, то минимальная величина емкости вторичного контура должна быть ограниченной. Только в этом случае можно будет выдержать равенство $\frac{L_1}{L_2} = 1{,}78$ и обеспечить настройку контура.

После вычисления величины индуктивности различных катушек настройку их можно провести следующим образом. Вначале устанавливается большое расстояние между двумя обмотками трансформатора ($QK \leqslant 1$), а первичный и вторичный контуры настраиваются таким образом, чтобы получить максимальное напряжение на одном из нагрузочных сопротивлений диодов. Затем следует увеличить частоту входного сигнала, скажем, на 100 *кгц* и замерить напряжение на выходных зажимах детектора, после чего первоначальную частоту следует уменьшить на ту же величину (100 *кгц*). При этом напряжение на выходе детектора должно иметь ту же величину, но противоположный знак. В противном случае следует подстроить первичный контур детектора, после чего частота входного сигнала изменяется до центрального значения ($f = 10{,}7$ *Мгц*) и производится подстройка вторичного контура до тех пор, пока напряжение на выходе детектора не станет равно нулю. После этого необходимо увеличить связь между контурами до получения максимального сигнала на выходе детектора при хорошей линейности его характеристики. Легко видеть, что наличие генератора качающейся частоты может значительно упростить все эти операции. После того как расстояние между обмотками трансформатора будет определено, схему можно настроить при помощи генератора частотно-модулированных сигналов. Девиацию частоты следует брать рав-

ной ±75 *кгц*. Схема настраивается на максимум выходного низкочастотного сигнала. Полезно иметь в виду, что слабая связь между обмотками трансформатора приводит к уменьшению выходного напряжения и увеличению кривизны характеристики детектора. Чрезмерная связь делает характеристику «ломаной».

5. Детектор отношений

Детектор отношений (дробный детектор) становится в последнее время наиболее распространенным видом преобразователя частотно-модулированных сигналов в сигналы, модулированные по амплитуде. Его можно рассматри-

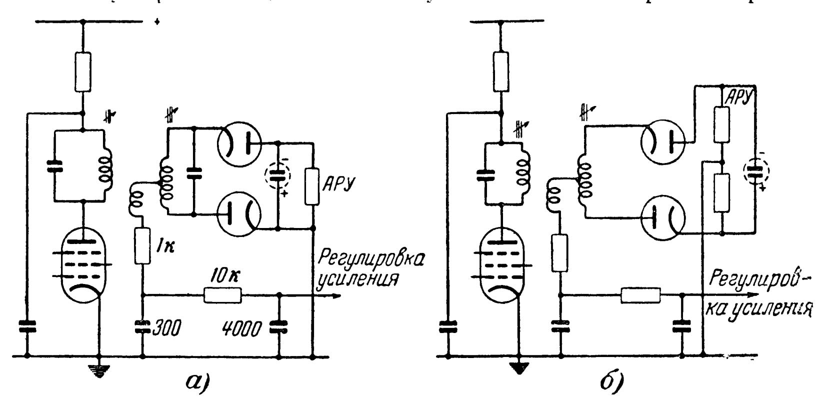


Рис. 30. Схема детектора отношений.
а — несимметричная; *б* — симметричная.

вать как дальнейшее развитие фазового детектора, описанного в предыдущем параграфе. Вместе с тем было бы неверно считать, что этот детектор полностью заменяет фазовый, однако из-за ряда свойств детектора отношений применение его в ЧМ приемниках дает известные преимущества. Уже при первом сравнении схем, данных на рис. 30,*а* и 28, видно, что в схеме дробного детектора один из диодов включен в обратном направлении. Кроме того, выходное напряжение видеочастоты снимается с других точек схемы. Но хотя в этой схеме имеется много изменений по сравнению со схемой фазового детектора, принцип ее работы остается тем же самым. На рис. 30,*б* представлена симметричная схема детектора отношений. Существуют несимметричные схемы детектора, которые используются во

многих типах радиовещательных приемников и также обеспечивают удовлетворительные характеристики приема.

Достоинства схемы детектора отношений по сравнению со схемой фазового детектора определяются обратным включением одного из диодов. Такое включение приводит, во-первых, к уменьшению в 2 раза выходного низкочастотного сигнала. Это является отрицательным свойством схемы, однако в результате такого включения одного из диодов схема приобретает свойства автоматического ограничительного каскада, в результате чего для качественного приема ЧМ сигналов при использовании дробного детектора уже не требуется специальный ограничитель.

При рассмотрении ограничительного каскада указывалось, что сигнал на сетке ограничителя должен превышать некоторый уровень (обычно 2 *в*), иначе ограничение не будет иметь места. Сигналы, лежащие ниже этого уровня, не будут ограничиваться, так что нельзя будет реализовать все преимущества частотной модуляции. При использовании дробного детектора ограничение имеет место при всех уровнях входного сигнала, так что даже слабые станции будут приниматься удовлетворительно. Ограничение в детекторе этого типа может быть очень хорошим, однако даже в лучшем случае результаты будут ниже тех, которые получаются при использовании отдельного ограничителя и детектора при условии, что уровень входного сигнала обеспечивает нормальную работу ограничителя.

Как правило, фазовый детектор дает меньшие искажения выходного сигнала, чем дробный детектор. Если в схеме используется ограничитель, то выходной сигнал после достижения уровня ограничения уже не будет увеличиваться, так что низкочастотный сигнал на выходе детектора будет постоянным для всех станций, напряженность поля которых превышает некоторую величину. Таким образом, в этом случае будет осуществляться идеальная автоматическая регулировка усиления приемника. В детекторе отношений уровень, при котором наступает ограничение сигналов, изменяется автоматически в зависимости от уровня принимаемого сигнала. В результате низкочастотный сигнал на выходе детектора будет зависеть от напряженности поля принимаемой станции. Чтобы в некоторой степени устранить этот эффект, можно снимать с детектора отношения напряжение АРУ и подавать его обычным образом на каскады промежуточной частоты.

Чтобы понять, как осуществляется ограничение сигнала

в детекторе отношений, следует рассмотреть влияние диода, шунтирующего колебательный контур. Если параллельно колебательному контуру включены диод и сопротивление, соединенные последовательно, то в результате происходит определенное шунтирование контура. Диод будет проводить ток в течение каждого положительного полупериода напряжения, подаваемого на контур. (При этом предполагается, что в цепи диода отсутствует емкость.) Следовательно, колебательный контур будет шунтироваться сопротивлением диода $R_Д$ и сопротивлением нагрузки $R_н$. Так как диод проводит ток только в течение положительных полупериодов (или только в течение отрицательных полупериодов — в зависимости от включения диода), то колебательный контур будет шунтироваться сопротивлением $2\ (R_Д + R_н)$. При увеличении напряжения, подаваемого на контур, шунтирование контура остается тем же самым. Отсюда следует, что диод и сопротивление не будут осуществлять требуемого ограничения сигнала. Фактически, их можно заменить одним сопротивлением величины $2\ (R_Д + R_н)$ *ом*.

Если теперь последовательно с диодом включить батарею, то диод не будет проводить до тех пор, пока напряжение на контуре не станет равным напряжению батареи. Когда эти напряжения сравняются, диод и его нагрузочное сопротивление начнут шунтировать колебательный контур. Таким образом, ограничение сигнала начнется лишь после того, как входное напряжение достигнет определенного уровня. Если теперь батарею заменить параллельно включенным сопротивлением и емкостью такой величины, чтобы вся низкочастотная модуляция пропускалась без искажения, то мы получим схему автоматического смещения (рис. 30,*б*). Входной сигнал заряжает конденсатор через диод и его нагрузочное сопротивление $R_н$. При этом диод будет проводить уже в течение не всего положительного полупериода, а лишь некоторой части его, а именно, когда напряжение сигнала будет превышать напряжение конденсатора. Во время этого малого интервала ток через диод будет иметь гораздо бо́льшую величину, что поддерживает заряд конденсатора на определенном уровне. Максимальная величина этого тока ограничивается нагрузочным сопротивлением $R_н$. Если уровень сигнала несколько понизится, то пиковый ток также уменьшится и затухание, вносимое в колебательный контур, будет меньше. В результате выходное напряжение будет оставаться неизменным.

С другой стороны, увеличение напряжения сигнала приводит к увеличению пикового тока и, следовательно, затухания, вносимого в контур. Следовательно, ограничение сигнала будет осуществляться за счет переменного шунтирования контура. Если входное напряжение будет изменяться медленно, то шунтирование контура будет происходить, как описано выше, но величина заряда конденсатора смещения при этом будет увеличиваться или уменьшаться в соответствии с изменением сигнала. В результате низкочастотное напряжение на выходе схемы будет зависеть от входного сигнала. При быстрых изменениях входного сигнала будет происходить его ограничение благодаря переменному шунтированию контура. Если схема работает правильно, то по той же причине она будет сглаживать колебания амплитуды входного сигнала. Шунтирование колебательного контура цепью диода эквивалентно изменению величины действующей добротности контура Q'. Надо отметить, что в реальной схеме детектора отношений затухание, вносимое в контур, определяется обоими диодами. При изменении эффективной добротности Q' будет меняться также и ширина полосы пропускания контура.

В этой схеме также используется трансформатор с двумя настроенными контурами, так что эффективная величина $Q'K$ является функцией затухания, вносимого диодными цепями. При приеме ЧМ радиовещания с девиацией ± 75 *кгц* обычно выбирают расстояние между максимумами характеристики дробного детектора, равное примерно 300 *кгц*. Так как шунтирование контура изменяет величину Q', то лучшее ограничение получается при более высоком значении Q'. Если же из-за шунтирования контура его эффективная добротность становится слишком низкой, то при дальнейшем увеличении входного сигнала никакого ограничения уже не происходит. Максимальная величина добротности Q' ограничивается необходимым расстоянием между максимумами характеристики. В рассматриваемой схеме удовлетворительные результаты получаются при $Q'=70$.

Переменное ограничение в этой схеме достигается за счет обратного включения одного из диодов. Принцип работы схемы при этом тот же самый, что и у фазового детектора, и во вторичной цепи трансформатора также создаются два равных и противоположных по знаку напряжения. Благодаря применению обратного включения диода постоянное напряжение на выходе схемы уже не будет уничто-

жаться и при увеличении входного напряжения напряжение на конденсаторе также будет увеличиваться. В фазовом детекторе постоянные напряжения уничтожались, а напряжения низкой частоты складывались. В детекторе отношений низкочастотные напряжения уничтожаются, и поэтому напряжение низкой частоты необходимо снимать с центральной точки схемы.

На первичной обмотке трансформатора действует напряжение, сдвинутое по фазе на 90° относительно напряжения во вторичной обмотке, подаваемого на каждый диод. Так как шунтирование в этой точке схемы, вызываемое цепью диода, велико, то первичная обмотка трансформатора должна иметь отвод. Более удовлетворительным методом достижения тех же результатов является использование второй вторичной обмотки, которая образует с первичной обмоткой понижающий трансформатор. Эта обмотка является одновременно подходящим методом для отвода выходного напряжения низкой частоты.

Как и во многих других типах ЧМ детекторов, наилучшие результаты получаются в случае, когда каждая половина напряжения вторичной обмотки, подаваемая на каждый диод, равна напряжению, наводимому в дополнительной вторичной обмотке. По отношению к вторичной цепи диоды соединены последовательно. Поэтому шунтирование вторичного контура будет осуществляться суммарным сопротивлением $R_{н1}+R_{н2}$, т. е. шунтирование каждой половины вторичного контура будет осуществляться сопротивлением $\frac{1}{2}(R_{н1}+R_{н2})$. По дополнительной вторичной обмотке протекают токи обоих диодов, поэтому для нее шунтирующее сопротивление будет равно $\frac{1}{4}(R_{н1}+R_{н2})$. Коэффициент трансформации между первичной и дополнительной вторичной обмотками обычно равен 1 : 6. Поэтому шунтирующее сопротивление для первичной обмотки будет равно $\frac{1}{4(0,6)^2}(R_{н1}+R_{н2})$. Отсюда видно, что шунтирование первичной и вторичной цепей примерно одинаково. Связь в детекторе отношений выбирается меньше критической. Измерения, приведенные в различных приемниках, показали, что величина связи лежит в пределах 50—70%, так что оптимальные результаты получаются при $QK=0,7$.

Различные напряжения в первичной и вторичной цепях

можно измерить экспериментально. Пусть напряжение на нагрузочном сопротивлении, замеренное при постоянном входном сигнале, будет равно V_1, а напряжение, замеренное на том же сопротивлении после расстройки вторичной цепи, равно V_2. Обозначим отношение этих напряжений через $W = \frac{V_1}{V_2}$. Напряжение на половине вторичной обмотки (обозначим его через S) должно быть равно напряжению на дополнительной вторичной обмотке (P), т. е.

$$\frac{S}{P} = 1 \text{ и } \frac{S}{P} = \sqrt{W^2 - 1}.$$

Возможные величины различных элементов схемы дробного детектора показаны на рис. 30,*а*.

Степень связи между первичной и вторичной обмотками можно измерить также экспериментально. Для этого входной сигнал промежуточной частоты подается на последнюю лампу УПЧ. При помощи лампового вольтметра измеряется напряжение на первичной катушке трансформатора дробного детектора. Это измерение производится, когда все схемы включены и правильно настроены. Обозначим напряжение, измеренное в первичной цепи, через E_1. Затем вторичная цепь расстраивается и снова замеряется напряжение на первичной цепи. Пусть оно будет равно E_2. Тогда

$$\frac{\text{Действительная величина } K}{\text{Величина } K\text{, соответствующая критической связи}} = \sqrt{\frac{E_2}{E_1} - 1}.$$

Наиболее удовлетворительный способ определения расстояния между максимумами характеристики заключается в подаче ЧМ сигнала от ЧМ генератора. Девиация сигнал-генератора при этом увеличивается до тех пор, пока напряжение низкой частоты на выходе дробного детектора не перестанет увеличиваться. Тогда расстояние между максимумами характеристики будет равно удвоенной девиации частоты. Например, если максимальная девиация равна 75 *кгц*, то расстояние между максимумами характеристики будет равно 150 *кгц*.

Как уже указывалось во введении, полоса пропускания (или расстояние между максимумами характеристики) фактически должна быть больше 150 *кгц*. Соответствующие коррективы можно внести по графику, построенному

по таблице, которая помещена во введении (см. стр. 16).

При очень низких уровнях входного сигнала не всегда максимальное ограничение получается на резонансной частоте и при увеличении амплитуды входного сигнала частота, на которой происходит максимальное ограничение, будет изменяться. Если амплитуда сигнала превышает некоторый уровень, то максимальное ограничение будет иметь место в полосе частот, лежащих вблизи центральной частоты. Дальнейшее увеличение амплитуды входного сигнала приведет к расширению этой полосы максимального ограничения. Этот эффект можно заметить, когда схема приемника, в котором используется дробный детектор, собрана полностью. При слабом сигнале рабочая точка, обеспечивающая неискаженную передачу сигнала, не будет совпадать с рабочей точкой, соответствующей минимальным шумам. Надлежащая балансировка всех элементов схемы уменьшает этот эффект при слабых сигналах. Хорошие результаты получаются также при включении между дополнительной вторичной обмоткой и центральным отводом основной вторичной обмотки небольшого сопротивления (50 *ом*), а также подстроечного конденсатора (3—30 *пф*), включенного между центральным отводом и землей. При больших уровнях входного сигнала этого эффекта можно не учитывать.

6. Заключение

В качестве ЧМ детектора чаще всего используются фазовый детектор и детектор отношений. Кроме описанных в данной главе, к настоящему времени предложено еще несколько типов детекторов. Так, в одном из них для счета числа периодов промежуточной частоты, возникающих в анодном контуре ограничителя в течение 1 *сек*, используется диод. Так как частота ЧМ сигнала модулируется низкочастотным сигналом, то число периодов в секунду будет меняться в соответствии с модулирующим напряжением. Эта схема может хорошо работать, но применяется все-таки очень редко.

Все предложенные типы детекторов предназначаются для уменьшения эффективной девиации, что позволило бы использовать узкополосные усилители и детекторы. Однако фазовый дискриминатор и детектор отношений остаются весьма эффективными типами детекторов, так что остальные типы ЧМ детекторов, если и встречаются в вещательных приемниках ЧМ сигналов, то очень редко.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПОЛНАЯ СХЕМА ЧМ ПРИЕМНИКА

На рис. 31 представлена полная принципиальная схема ЧМ приемника. Такой приемник обеспечивает очень хороший прием ЧМ радиовещания в диапазоне 88—108 *Мгц* при максимальной девиации ±75 *кгц*. Легко видеть, что предлагаемая схема составлена из различных каскадов, которые подробно рассматривались в предыдущих главах.

Часть схемы вплоть до цепи регулировки усиления можно рассматривать как ЧМ блок. Часть схемы после этой цепи является обычным усилителем низкой частоты. В состав этого усилителя входят также сопротивление и конденсатор, стоящие после детектора отношений. Они образуют фильтр нижних частот, который соединяется с цепью регулировки усиления обычным образом и служит для относительного ослабления высоких частот, что, как это было указано ранее, необходимо для восстановления правильного соотношения между низкочастотными и высокочастотными составляющими сигнала. Если же в передатчике не используется предварительная коррекция, то эта цепочка должна иметь малую постоянную времени, чтобы действовать как фильтр радио- и промежуточных частот. Как уже указывалось ранее, предварительная коррекция позволяет улучшить отношение сигнал/шум, поэтому эта *RC* цепочка находит повсеместное применение. Во многих странах постоянная времени этой *RC*-цепочки принята равной 50 *мксек*.

Приемник, схема которого приведена на рис. 31, состоит из следующих каскадов:

усилитель высокой частоты;

автодинный преобразователь частоты;

три каскада усиления промежуточной частоты;

оконечный усилитель на пентоде.

Усилитель высокой частоты собран на триоде по схеме с заземленной сеткой. Антенна, сопротивление которой равно 80 *ом*, соединяется с катодом лампы через настроенный повышающий трансформатор. Анодный контур УВЧ настраивается на частоту сигнала при помощи переменного конденсатора, который механически связан с конденсатором настройки гетеродина.

Вход преобразователя частоты соединяется с отводом от анодной катушки УВЧ. Коэффициент усиления, измерен-

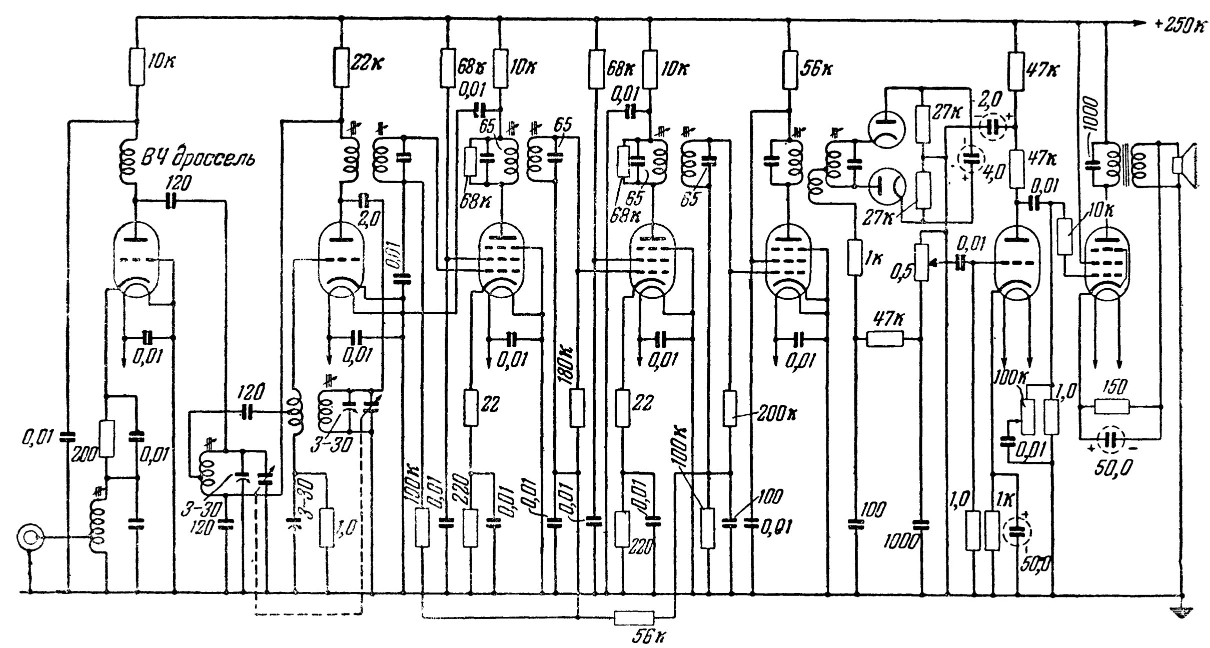


Рис. 31. Полная схема ЧМ приемника.

Данные катушек: *1* — антенная катушка: диаметр каркаса 7 *мм*, 8 витков луженой медной проволоки диаметром 0,9 *мм*, длина намотки 19 *мм*, в антенном отводе 4,5 витка; *2* — ВЧ дроссель: диаметр каркаса 7 *мм*, 25 витков с двойной шелковой изоляцией диаметром 0,27 *мм*; *3* — катушка настройки анодного контура: диаметр каркаса 7 *мм*, 3,5 витка луженой медной проволоки диаметром 0,9 *мм*, длина намотки 11 *мм*, отвод — в центре намотки; *4* — катушка гетеродина; настраиваемая катушка: диаметр каркаса 7 *мм*, 4 витка медной проволоки диаметром 0,9 *мм*, длина намотки 12,7 *мм*; катушка связи: 3 витка медной проволоки с двойной шелковой изоляцией, отвод — в центре намотки, расстояние между катушками 3 *мм*; *5* — трансформаторы промежуточной частоты; первый трансформатор: в первичной и вторичной обмотках по 24 витка эмалевой проволоки диаметром 0,2 *мм*, расстояние между обмотками 0,64 *мм*; второй и третий трансформаторы: в первичной и вторичной обмотках по 20 витков эмалевой проволоки диаметром 0,38 *мм*, расстояние между обмотками 0,48 *мм*; диаметр каркаса во всех трансформаторах 7 *мм*; *6* — трансформатор детектора отношений: диаметр каркаса 7 *мм*, первичная обмотка имеет 20 витков, вторичная—2×12 витков, обмотка связи — 6 витков эмалевой проволоки диаметром 0,38 *мм*; расстояние между первичной и вторичной обмотками 0,48 *мм*

ный между гнездом антенны и входом преобразователя, равен примерно 10. Сопротивление утечки в сеточной цепи преобразователя имеет большую величину, что уменьшает шунтирование предыдущего каскада и позволяет снизить уровень собственных шумов в приемнике. Небольшая часть сигнала промежуточной частоты передается из первичной цепи первого трансформатора промежуточной частоты во входную цепь преобразователя. Эта обратная связь препятствует возникновению прерывистой генерации из-за большой величины используемого сопротивления утечки. Кроме этого, она уменьшает шунтирование контура за счет внутреннего сопротивления триодного преобразователя.

Коэффициент усиления преобразовательного каскада, измеренный на вторичной обмотке трансформатора промежуточной частоты, равен 30. Таким образом, коэффициент усиления от антенны до сетки первой лампы УПЧ равен $10 \cdot 30 = 300$. Каждый из первых двух каскадов УПЧ имеет коэффициент усиления 30. Следовательно, усиление до сетки последней лампы УПЧ равно $300 \cdot 30 \cdot 30 = 270\,000$. Выходное напряжение низкой частоты ЧМ детектора, как уже указывалось, имеет несколько вольт на килогерц девиации при уровне входного сигнала 1 *в*. В этом случае под входным сигналом понимается сигнал на аноде последней лампы УПЧ. Детектор отношений в схеме на рис. 31 при девиации 75 *кгц* и уровне входного сигнала 1 *в* обеспечивает выходное напряжение на сопротивлении цепи АРУ, равное 6 *мв*. Последний каскад УПЧ имеет коэффициент усиления примерно 60. Таким образом, полное усиление ЧМ блока равно $270\,000 \cdot 60 = 16{,}2 \cdot 10^6$. Следовательно, напряжение сигнала на зажимах антенны, равное 5 *мкв*, обеспечит при девиации 75 *кгц* выходное низкочастотное напряжение 0,486 *в*. После схемы регулировки усиления можно использовать любой усилитель низкой частоты хорошего качества.

Цена 3 р. 35 к.